

U.S. PAT. & TM. OFF.
09/994568
11/26/01

대한민국특허청
KOREAN INTELLECTUAL
PROPERTY OFFICE

별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto
is a true copy from the records of the Korean Intellectual
Property Office.

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

출원번호 :
Application Number

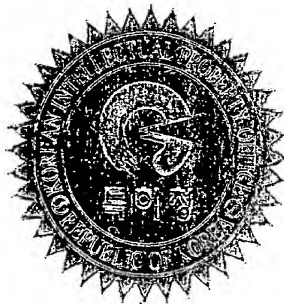
특허출원 2001년 제 6196 호
PATENT-2001-0006196

출원년월일 :
Date of Application

2001년 02월 08일
FEB 08, 2001

출원인 :
Applicant(s)

(주)아이앤씨테크놀로지 외 1명
I&C TECHNOLOGY CO., LTD., et al.



2001 07 04
년 월 일

특허청

COMMISSIONER



【서지사항】

【서류명】	출원인 명의변경 신고서
【수신처】	특허청장
【제출일자】	2001.05.30
【구명의인】	
【성명】	조용수
【출원인코드】	4-1999-055411-7
【신명의인】	
【명칭】	(주)아이앤씨테크놀로지
【출원인코드】	1-2001-021573-6
【신명의인】	
【성명】	조용수
【출원인코드】	4-1999-055411-7
【대리인】	
【성명】	조현석
【대리인코드】	9-1998-000547-9
【포괄위임등록번호】	1999-061810-8
【포괄위임등록번호】	2001-030362-2
【대리인】	
【성명】	김항래
【대리인코드】	9-1999-000315-2
【포괄위임등록번호】	2001-006654-0
【포괄위임등록번호】	2001-030364-7
【사건의 표시】	
【출원번호】	10-2001-0006196
【출원일자】	2001.02.08
【심사청구일자】	2001.02.08
【발명(고안)의 명칭】	직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치 및 방법
【변경원인】	일부양도

【취지】

특허법 제38조4항의 규정에 의하여 위와 같이 신고합니다.
대리인 조

현석 (인) 대리인

김항래 (인)

【수수료】

13,000 원

【첨부서류】

1. 양도증_1통 2. 인감증명서_1통

【서류명】 특허출원서
【권리구분】 특허
【수신처】 특허청장
【참조번호】 0001
【제출일자】 2001.02.08
【발명의 명칭】 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치 및 방법
【발명의 영문명칭】 FREQUENCY-OFFSET SYNCHRONIZATION APPARATUS AND METHOD FOR AN OFDM
【출원인】
【성명】 조용수
【출원인코드】 4-1999-055411-7
【대리인】
【성명】 조현석
【대리인코드】 9-1998-000547-9
【포괄위임등록번호】 1999-061810-8
【대리인】
【성명】 김항래
【대리인코드】 9-1999-000315-2
【포괄위임등록번호】 1999-064130-0
【발명자】
【성명】 조용수
【출원인코드】 4-1999-055411-7
【발명자】
【성명의 국문표기】 박경원
【성명의 영문표기】 PARK, Kyung Won
【주민등록번호】 760807-1641714
【우편번호】 519-851
【주소】 전라남도 화순군 춘양면 가봉리 160
【국적】 KR
【심사청구】 청구
【취지】 특허법 제42조의 규정에 의한 출원, 특허법 제60조의 규정에 의한 출원심사를 청구합니다. 대리인
조현석 (인) 대리인
김항래 (인)

【수수료】

【기본출원료】 20 면 29,000 원

【가산출원료】 61 면 61,000 원

【우선권주장료】 0 건 0 원

【심사청구료】 40 항 1,389,000 원

【합계】 1,479,000 원

【감면사유】 개인 (70%감면)

【감면후 수수료】 443,700 원

【첨부서류】 1. 요약서·명세서(도면)_1통

【요약서】**【요약】**

본 발명은 주파수 오프셋 동기화 장치 및 방법에 관한 것으로서, 특히 직교주파수 분할다중(Orthogonal Frequency Division Multiplex ; OFDM) 방식에 존재하는 반송파 주파수 오프셋을 완전 디지털 영역에서 동기화하는 장치 및 방법에 관한 것이다.

이를 위하여 본 발명은, 수신신호의 훈련신호에 포함된 주파수 오프셋을 추정 및 보상한 다음 고속푸리에 변환과 채널추정을 하고, 상기 수신신호의 데이터 심볼을 추정된 주파수 오프셋으로 보상한 다음 고속푸리에 변환하며, 고속푸리에 변환된 데이터 심볼의 잔류위상을 추정 및 보상하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치를 제공한다.

또한 본 발명은 파인 모드와 코얼스 모드를 결합한 2단계 방식으로 추정범위를 확장함과 동시에 추정의 정확도를 높일 수 있다. 그리고, 추정된 주파수 오프셋을 디지털 영역에서 데이터 심볼에 바로 보상함으로써, 반송파 주파수 오프셋 동기화를 완전 디지털 영역에서 처리할 수 있다.

【대표도】

도 1a

【명세서】**【발명의 명칭】**

직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치 및 방법{FREQUENCY-OFFSET SYNCHRONIZATION APPARATUS AND METHOD FOR AN OFDM}

【도면의 간단한 설명】

도 1은 본 발명에 따른 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치의 일실시예를 나타내는 도면이고,

도 2는 본 발명에 따른 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 방법의 일실시예를 나타내는 도면이고,

도 3은 OFDM 방식 훈련신호 구조의 일실시예를 나타낸 도면이고,

도 4는 반송파 주파수 오프셋의 영향과 보상 시점에서의 초기위상을 보여주는 도면이고,

도 5는 데이터 심볼에서의 반송파 주파수 오프셋 영향을 보여주기 위한 도면이고,

도 6은 한 종류의 훈련신호를 사용하는 1단계 주파수 오프셋 동기화 방식에서 반송파 주파수 오프셋의 영향과 보상 시점에서의 초기위상을 보여주는 도면이고,

도 7은 아크탄젠트 테이블의 구성방법을 설명하기 위한 도면이고,

도 8은 위상조절부의 위상조절 방법을 설명하기 위한 도면이고,

도 9는 사인과 코사인 함수의 파형을 나타내는 도면이고,

도 10은 비트확장부의 동작을 설명하기 위한 도면이고,

도 11은 사인과 코사인 테이블에서 영역에 따른 주소생성 방법을 설명하기 위한 도면이다.

<도면의 주요부분에 대한 부호의 설명>

10 : 제어부	300 : 주파수 오프셋 동기화부
310 : 추정부	311 : 쉬프트 레지스터부
312 : 선택추정부	320 : 주파수 오프셋 보상부
330 : 디멀티플렉서부	340 : 덧셈부
350 : 멀티플렉서부	600 : 잔류위상 추적부
610 : 파일럿 추출부	620 : 잔류위상 보상부

【발명의 상세한 설명】

【발명의 목적】

【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】

<19> 본 발명은 주파수 오프셋 동기화 장치 및 방법에 관한 것으로서, 특히 직교주파수 분할다중(Orthogonal Frequency Division Multiplex ; 이하 OFDM 이라고 함) 방식에 존재하는 반송파 주파수 오프셋을 완전 디지털 영역에서 동기화하는 장치 및 방법에 관한 것이다.

<20> 즉, 시간영역에서 연속적으로 반복되는 훈련신호의 자기상관특성을 이용하여 정규화된 반송파 주파수 오프셋의 추정 범위가

$|\hat{\epsilon}_c| < N/2^D$ 인 코얼스 모드(Coarse Mode)에서, 정규화된 잔류 주파수 오프셋을 일정범위 이내로 줄이는 대략적 동기화 과정을 먼저 수행한다. 그리고, 파인 모드(Fine Mode)에서 미세적 동기화 과정을 수행하여, 반송파 주파수 오프셋이 한 부채널 반송파의 주파수 대역폭 이상인 경우에도, 반송파의 주파수를 효과적으로 동기화시키는 주파수 동기화 장치 및 방법에 관한 것이다.

- <21> 또한, 반송파 주파수 오프셋의 추정과 보상을 시간영역에서 완전 디지털 방식으로 처리하고, 잔류 주파수에 의해 발생하는 위상회전을 주파수 영역에서 보상추적 모드(Tracking Mode)하는 주파수 동기화 장치 및 방법에 관한 것이다.
- <22> 일반적으로 OFDM 방식은 직렬로 입력되는 심볼열을 N 블록 단위의 병렬형태로 변환한다. 그리고, 역고속 푸리에 변환(Inverse Fast Fourier Transform; IFFT)을 통하여 각 심볼을 상호 직교성을 갖는 반송파로 변조시킨 다음, 이들을 각각 더하여 전송한다.
- <23> 따라서 동시에 여러 개의 심볼이 전달되고, 그만큼 심볼 주기가 증가하는 효과가 있다. 또한, 인접 심볼간의 간섭(InterSymbol Interference; ISI) 및 인접 채널간의 간섭(InterChannel Interference)을 제거하기 위해 채널의 임펄스(impulse response) 응답보다 긴 보호구간에 CP(Cyclic Prefix)를 삽입하여 전송한다.
- <24> 일반적으로 채널을 통과하여 수신되는 신호는 위상 지터(phase jitter), 도플러 천이(doppler shift) 등에 의한 주파수 오프셋이 발생하며, 반송파 주파수 오프셋은 부반송파간에 간섭을 일으켜 신호의 전력 및 위상을 변하게 한다.
- <25> 이와 같이 송수신기 사이의 반송파 주파수가 다르게 되면 반송파 주파수 오프셋이 발생하는데, 이는 부채널 사이에 반송파간 간섭을 일으키게 되고, 최종적으로 채널간의

직교성을 유지할 수 없게 만들어 오류율을 증가시키게 된다.

- <26> 이러한 이유로, 수신단에서는 고속푸리에 변환(Fast Fourier Transform; FFT)을 수행하기 이전에 송수신기 사이의 주파수 동기가 반드시 선행되어야 한다.
- <27> OFDM 방식을 사용하는 무선 모뎀은 데이터 심볼 앞부분에 채널 추정 및 초기 동기화 과정에 상용되는 훈련신호가 먼저 전송된다. ETSI HIPERLAN/2나 IEEE 802.11a 무선 근거리 통신망(Wireless Local Area Network ; LAN) 등과 같은 버스트(burst) 모뎀의 경우에, 시간영역에서 16샘플이 10번 반복되는 짧은 훈련신호(Short Training Sequence)와 64개의 샘플이 2번 반복되는 긴 훈련신호(Long Training Sequence)로 구성되어 있다.
- <28> 종래의 반송파 주파수 오프셋 동기화 장치는 훈련신호를 이용하여 디지털 영역에서 주파수 오프셋을 추정 한 후, 루프필터(loop filter)를 통과시켜 전압제어발진기(Voltage Controlled Oscillator; VCO)를 제어한다. 그리고, 이 때 생성된 전압제어발진기의 출력으로 아날로그 영역에서 반송파를 동기화하는 기술이 많이 사용되고 있다.
- <29> 또한, 일부에선 수치제어발진기(Numerical Controlled Oscillator; NCO)를 이용하여 디지털 영역에서 보상하는 방법이 사용되기도 한다.
- <30> 그러나, 이와 같이 아날로그 영역에서 반송파 동기화를 수행하는 종래의 OFDM 시스템에서의 반송파 동기방법은, 추정된 주파수 오프셋으로 전압제어발진기를 제어하는 신호를 생성하고, 전압제어발진기의 출력을 통하여 반송파 동기화를 수행하는데 소요되는 시간지연으로 인하여 일부 데이터에 포함된 주파수 오프셋이 보상되지 않는 문제점과 정확한 반송파 동기가 어렵다는 문제점이 있다.
- <31> 또한, 아날로그 방식에서는 디지털 영역에서 추정된 주파수 오프셋을 사용하고, 아

날로그 영역에서 전압제어발진기를 사용하여 보상하기 때문에, 디지털-아날로그 혼성 모드가 되므로 구현과 성능 분석이 힘들다는 단점이 있다.

<32> 한편, 디지털 영역에서 반송파 주파수 동기화를 수행하기 위해 필요한 아크탄젠트나 지수함수의 종래 구현기술은 CORDIC(Coordinate Rotation Digital Computer) 방식이나 룩업 테이블(Look-up Table)을 이용하는 방식이었다.

<33> 그러나, CORDIC 방식은 간단한 구조로 구현이 가능하지만, 계산 속도가 느리고 계산의 정확도가 낮은 문제점이 있다. 반면, 룩업 테이블방식은 빠른 속도와 높은 정확도가 있지만, 메모리 소자의 사용이 많아 하드웨어가 복잡해지며 룩업 테이블의 주소생성이 어려운 문제점이 있다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<34> 본 발명은 이러한 문제점을 해결하기 위해 안출한 것으로, 본 발명은 디지털 영역에서 주파수 오프셋을 추정하고, 데이터를 추정된 주파수 오프셋으로 디지털 영역에서 보상하여, 시간지연에 관계없이 모든 수신 데이터를 높은 정확도를 유지하면서 동기화 과정을 수행할 수 있도록 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치 및 방법을 제공함에 그 목적이 있다.

<35> 본 발명의 또 다른 목적은 코얼스 모드와 파인 모드를 병행하여 사용함으로써 넓은 추정범위에서 정확한 추정을 가능하게 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치 및 방법을 제공하는 것이다.

<36> 본 발명의 또 다른 목적은 코얼스 모드와 파인 모드에서 사용되는 하드웨어를 서로 공유하도록 구성하고, 코얼스 또는 파인 모드의 일부 회로를 공유하여 잔류위상을 추정

할 수 있도록 한 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치 및 방법을 제공하는 것이다.

<37> 본 발명의 또 다른 목적은 주파수 오프셋을 추정하고 보상하기 위하여 사용되는 아크탄젠트(arctangent) 함수와 지수함수를 테이블 방식으로 구성하여 작은 하드웨어에서 높은 정확도를 가지도록 한 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치 및 방법을 제공하는 것이다.

<38> 상기 목적을 달성하기 위하여 본 발명의 일 실시예에서는, 수신신호의 훈련신호에 포함된 주파수 오프셋을 추정 및 보상한 다음 고속푸리에 변환과 채널추정을 하고, 상기 수신신호의 데이터 심볼을 추정된 주파수 오프셋으로 보상한 다음 고속푸리에 변환하며, 고속푸리에 변환된 데이터 심볼의 잔류위상을 추정 및 보상하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치를 제공한다.

<39> 상기 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치는 상기 주파수 오프셋을 디지털 영역에서 추정 및 보상하는 것을 특징으로 한다.

<40> 상기 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치는 주파수 오프셋 및 잔류위상 처리를 제어하는 신호를 출력하는 제어부와; 상기 제어신호에 따라서 상기 수신신호의 주파수 오프셋 및 잔류위상을 추정하고, 추정된 주파수 오프셋으로 상기 수신신호를 보상하는 주파수 오프셋 동기화부와; 상기 고속푸리에 변환된 데이터 심볼의 파일럿 신호를 추출하여 상기 주파수 오프셋 동기화부에 출력하고, 상기 주파수 오프셋 동기화부에서 추정된 잔류위상으로 상기 데이터 심볼을 보상하는 잔류위상 추적부를 포함하는 것을 특징으로 한다.

- <41> 상기 주파수 오프셋 동기화부는 상기 수신신호에 포함된 훈련신호가 두 종류일 경우, 짧은 훈련신호의 주파수 오프셋을 추정하여 긴 훈련신호의 주파수 오프셋을 보상(코얼스 모드)하고, 상기 보상된 긴 훈련신호의 주파수 오프셋을 재추정하여 재보상(파인 모드)하며, 파인 모드와 코얼스 모드에서 추정한 주파수 오프셋을 더한 결과로 상기 데이터 심볼을 보상하는 것을 특징으로 한다.
- <42> 상기 주파수 오프셋 동기화부는 상기 수신신호에 포함된 훈련신호가 한 종류일 경우, 상기 훈련신호의 주파수 오프셋을 추정하여 상기 훈련신호를 보상하고, 추정된 주파수 오프셋으로 상기 데이터 심볼을 보상하는 것을 특징으로 한다.
- <43> 상기 주파수 오프셋 동기화부는 상기 수신신호의 주파수 오프셋 및 잔류위상을 추정하는 추정부와; 상기 제어신호에 따라 추정된 주파수 오프셋 및 잔류위상을 선택적으로 출력하는 제 1 디멀티플렉서부와; 상기 제 1 디멀티플렉서부에서 출력된 주파수 오프셋을 더하는 덧셈부와; 상기 제 1 디멀티플렉서부와 상기 덧셈부에서 출력된 주파수 오프셋으로 상기 수신신호와 상기 데이터 심볼을 보상하는 주파수 오프셋 보상부와; 상기 제어신호에 따라서 상기 주파수 오프셋 보상부에서 출력된 신호를 선택적으로 출력하는 제 2 디멀티플렉서부를 포함하는 것을 특징으로 한다.
- <44> 상기 추정부는 상기 훈련신호의 샘플을 지연하여 미리 지정된 훈련신호와 그 다음 훈련신호의 공액복소수를 동시에 출력하는 쉬프트 레지스터부와; 상기 쉬프트 레지스터부에서 출력되는 신호의 주파수 오프셋을 추정하고, 상기 잔류위상 추적부로부터 입력되는 신호의 잔류위상을 추정하는 선택추정부를 포함하는 것을 특징으로 한다.
- <45> 상기 선택추정부는 상기 쉬프트 레지스터부 또는 상기 잔류위상 추적부로부터 입력되는 신호를 복소곱셈 연산하는 제 1 복소 곱셈부와; 상기 복소곱셈 연산된 샘플을 적산

하는 제 1 누산부와; 상기 적산된 값의 실수부와 허수부의 비를 구하여 아크탄젠트 테이블 주소를 생성하는 나눗셈부와; 미리 지정한 간격으로 샘플링하여 저장한 아크탄젠트 값을 상기 아크탄젠트 테이블 주소에 따라서 출력하는 아크탄젠트 테이블부와; 상기 제 1 누산부의 적산값 부호를 확인하고, 상기 아크탄젠트 값을 해당 영역의 값으로 변환하여 추정된 주파수 오프셋을 출력하는 위상조절부를 포함하는 것을 특징으로 한다.

<46> 상기 아크탄젠트 테이블부는 아크탄젠트 값을 미리 지정된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 아크탄젠트 테이블로 저장한 것을 특징으로 한다.

<47> 상기 주파수 오프셋 보상부는 상기 추정된 주파수 오프셋을 미리 지정된 크기로 나누는 비트 확장부와; 상기 비트 확장부에서 나누어진 각 샘플의 주파수 오프셋을 누적하여 제 1 지수함수 테이블 주소를 생성하는 제 2 누산부와; 상기 비트 확장부의 부호값을 확인하고, 상기 제 1 지수함수 테이블 주소를 해당 영역의 주소값으로 변환하여 출력하는 제 1 영역 제어부와; 미리 지정한 간격으로 샘플링하여 저장한 지수함수 값을 상기 제 1 영역 제어부에서 출력되는 주소값에 따라 출력하는 제 1 지수함수 테이블부와; 상기 제 1 지수함수 테이블부로부터 출력되는 지수함수 값을 상기 훈련신호 또는 상기 데이터 심볼과 곱하여 주파수 오프셋 보상하는 제 2 복소 곱셈부를 포함하는 것을 특징으로 한다.

<48> 상기 제 1 지수함수 테이블부는 사인과 코사인 값을 미리 지정된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 제 1 지수함수 테이블로 저장한 것을 특징으로 한다.

<49> 상기 제 1 영역 제어부는 상기 제 2 누산부의 출력값이 미리 지정된 값보다 크면,

상기 출력값에서 미리 지정된 값을 뺀 결과에 해당하는 주소값을 출력하고, 현재 주소영역을 다음 영역으로 천이하며, 대칭되는 영역의 사인 또는 코사인 값을 구하기 위해 상기 제 2 누산부의 출력값을 보수처리하여 출력하는 것을 특징으로 한다.

<50> 상기 잔류위상 추적부는 상기 선택추정부를 이용하여 잔류위상을 추정하는 것을 특징으로 한다.

<51> 상기 잔류위상 추적부는 상기 고속푸리에 변환된 데이터 심볼로부터 파일럿 신호를 추출하여 상기 주파수 오프셋 동기화부에 출력하는 파일럿 추출부와; 상기 주파수 오프셋 동기화부에서 추정된 데이터 심볼의 잔류위상으로 상기 데이터 심볼을 보상하는 잔류위상 보상부를 포함하는 것을 특징으로 한다.

<52> 상기 잔류위상 보상부는 상기 주파수 오프셋 동기화부에서 출력된 잔류위상 값에 해당하는 제 2 지수함수 테이블 주소를 출력하는 제 2 영역 제어부와; 미리 지정된 시간 간격으로 샘플링하여 저장한 지수함수 값을 상기 제 2 영역 제어부에서 출력되는 주소에 따라 출력하는 제 2 지수함수 테이블부와; 상기 제 2 지수함수 테이블부로부터 출력되는 지수함수 값을 보상된 데이터 심볼과 곱하여 잔류위상을 보상하는 제 3 복소 곱셈부를 포함하는 것을 특징으로 한다.

<53> 상기 제 2 지수함수 테이블부는 사인과 코사인 값을 미리 지정된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 제 2 지수함수 테이블로 저장한 것을 특징으로 한다.

<54> 상기 제 2 영역 제어부는 상기 주파수 오프셋 동기화부로부터 출력된 출력값이 미리 지정된 값보다 크면, 상기 출력값에서 미리 지정된 값을 뺀 결과에 해당하는 주소를

출력하고, 현재 주소영역을 다음 영역으로 천이하며, 대칭되는 영역의 사인 또는 코사인 값을 구하기 위해 상기 주파수 오프셋 동기화부의 출력값을 보수처리하여 출력하는 것을 특징으로 한다.

<55> 상기의 목적을 달성하기 위하여 본 발명의 다른 실시 예에서는, 수신신호의 훈련신호에 포함된 주파수 오프셋을 추정 및 보상한 다음 고속푸리에 변환과 채널추정을 하고, 상기 수신신호의 데이터 심볼을 추정된 주파수 오프셋으로 보상한 다음 고속푸리에 변환하며, 고속푸리에 변환된 데이터 심볼의 잔류위상을 추정 및 보상하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 방법을 제공한다.

<56> 상기 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 방법은 주파수 오프셋을 디지털 영역에서 추정 및 보상하는 것을 특징으로 한다.

<57> 상기 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 방법은 (A) 상기 훈련신호의 주파수 오프셋을 추정하여 보상하고, 고속푸리에 변환 및 채널추정하는 단계와; (B) 상기 수신신호의 데이터 심볼을 상기 (A)단계에서 추정한 주파수 오프셋으로 보상하고 고속푸리에 변환한 다음, 상기 (A)단계에서 추정한 채널로 상기 데이터 심볼을 보상하는 단계와; (C) 채널보상된 데이터 심볼의 잔류위상을 추정하여 보상하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 한다.

<58> 상기 (A)단계는, 상기 수신신호에 포함된 훈련신호가 두 종류일 경우, (A1) 짧은 훈련신호를 이용하여 주파수 오프셋을 추정하고, 추정한 주파수 오프셋으로 긴 훈련신호를 보상(코얼스 모드)하는 단계와; (A2) 상기 A1단계에서 주파수 오프셋을 보상한 긴 훈련신호의 주파수 오프셋을 재추정하여 다시 긴 훈련신호를 보상(파인모드)하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 한다.

- <59> 상기 (B)단계는 상기 파인 모드와 상기 코얼스 모드에서 추정된 주파수 오프셋을 더한 결과로 상기 데이터 심볼을 보상하는 것을 특징으로 한다.
- <60> 상기 (A1)단계는 (A1-1) 상기 짧은 훈련신호의 샘플을 지연하여 복소곱셈 연산 및 적산하고, 상기 적산된 값의 실수부와 허수부의 비를 구하여 아크탄젠트 테이블 주소를 생성하는 단계와; (A1-2) 상기 적산값의 부호를 확인하고, 상기 아크탄젠트 테이블 주소에 따른 아크탄젠트 값을 해당 영역의 값으로 변환하여 추정된 주파수 오프셋을 출력하는 단계와; (A1-3) 상기 추정된 주파수 오프셋을 미리 지정된 크기로 나누어 적산하고 제 1 지수함수 테이블 주소를 생성하는 단계와; (A1-4) 상기 (A1-3)단계에서 적산한 부호값을 확인하여 상기 제 1 지수함수 테이블 주소를 해당 영역의 주소값으로 변환한 다음, 변환된 주소에 해당하는 지수함수 값을 출력하는 단계와; (A1-5) 상기 (A1-4)단계에서 출력된 지수함수 값을 상기 긴 훈련신호와 곱하여 주파수 오프셋 보상하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 한다.
- <61> 상기 (A1-1)단계는 아크탄젠트 값을 미리 지정된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 아크탄젠트 테이블로 미리 저장하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 한다.
- <62> 상기 (A1-4)단계는 사인과 코사인 값을 미리 지정된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 제 1 지수함수 테이블로 미리 저장하는 단계를 포함하며, 상기 적산값이 미리 지정된 값보다 크면, 상기 적산값에서 미리 지정된 값을 뺀 결과에 해당하는 주소의 사인과 코사인 값을 출력하고, 현재 주소영역을 다음 영역으로 천이하는 것을 특징으로 한다.
- <63> 상기 (A1-3)단계는 대칭되는 영역의 사인 또는 코사인 값을 구하기 위해 상기 생성

한 주소값을 보수처리하여 출력하는 것을 특징으로 한다.

<64> 상기 (A2)단계는 (A2-1) 상기 주파수 보상된 긴 훈련신호의 샘플을 지연하여 복소곱셈 연산 및 적산하고, 상기 적산된 값의 실수부와 허수부의 비를 구하여 아크탄젠트 테이블 주소를 생성하는 단계와; (A2-2) 상기 적산값의 부호를 확인하고, 상기 아크탄젠트 테이블 주소에 따른 아크탄젠트 값을 해당 영역의 값으로 변환하여 추정된 주파수 오프셋을 출력하는 단계와; (A2-3) 상기 추정된 주파수 오프셋을 미리 지정된 크기로 나누어 적산하고 제 1 지수함수 테이블 주소를 생성하는 단계와; (A2-4) 상기 (A2-3)단계에서 적산한 부호값을 확인하고, 상기 제 1 지수함수 테이블 주소를 해당 영역의 주소값으로 변환하여 지수함수 값을 출력하는 단계와; (A2-5) 상기 (A2-4)단계에서 출력된 지수함수 값을 상기 (A1) 단계에서 주파수 보상된 긴 훈련신호와 곱하여 주파수 오프셋 보상하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 한다.

<65> 상기 (A2-1)단계는 아크탄젠트 값을 미리 지정된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 제 1 아크탄젠트 테이블로 미리 저장하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 한다.

<66> 상기 (A2-4)단계는 사인과 코사인 값을 미리 지정된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 지수함수 테이블로 미리 저장하는 단계를 포함하며, 상기 적산값이 미리 지정된 값보다 크면, 상기 적산값에서 미리 지정된 값을 뺀 결과에 해당하는 주소의 사인과 코사인 값을 출력하고, 현재 주소영역을 다음 영역으로 천이하는 것을 특징으로 한다.

<67> 상기 (A2-3)단계는 대칭되는 영역의 사인 또는 코사인 값을 구하기 위해 상기 생성한 주소값을 보수처리하여 출력하는 것을 특징으로 한다.

<68> 상기 (C)단계는 (C1) 상기 보상된 데이터 심볼로부터 파일럿 신호를 추출하여 복소 곱셈 연산 및 적산하고, 상기 적산된 값의 실수부와 허수부의 비를 구하여 아크탄젠트 테이블 주소를 생성하는 단계와; (C2) 상기 적산값의 부호를 확인하고, 상기 아크탄젠트 테이블 주소에 따른 아크탄젠트 값을 해당 영역의 값으로 변환하여 추정된 잔류위상을 출력하는 단계와; (C3) 상기 (C2)단계에서 추정된 잔류위상에 따라 제 2 지수함수 테이블 주소를 생성하고 해당 지수함수 값을 출력하는 단계와; (C4) 상기 (C3)단계에서 출력된 지수함수 값을 상기 데이터 심볼과 곱하여 잔류위상을 보상하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 한다.

<69> 상기 (C1)단계는 아크탄젠트 값을 미리 지정된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 아크탄젠트 테이블로 미리 저장하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 한다.

<70> 상기 (C3)단계는 사인과 코사인 값을 미리 지정된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 제 2 지수함수 테이블로 미리 저장하는 단계를 포함하며, 상기 적산값이 미리 지정된 값보다 크면, 상기 적산값에서 미리 지정된 값을 뺀 결과에 해당하는 주소의 사인과 코사인 값을 출력하고, 현재 주소영역을 다음 영역으로 천이하는 것을 특징으로 한다.

<71> 상기 (C3)단계는 대칭되는 영역의 사인 또는 코사인 값을 구하기 위해 상기 생성한 주소값을 보수처리하여 사인과 코사인 값을 출력하는 것을 특징으로 한다.

【발명의 구성 및 작용】

<72> 본 발명의 목적과 특징 및 장점은 첨부 도면 및 다음의 상세한 설명을 참조함으로써

서 더욱 쉽게 이해될 수 있을 것이다.

<73> 본 발명은 OFDM 방식에 존재하는 반송파 주파수 오프셋을 디지털 영역에서 완전히 동기화하는 장치 및 방법을 바람직한 실시예로 제안하며, 이하의 설명에서는 본 발명을 OFDM 방식의 무선 모뎀 시스템에서 구현한 경우를 예로 들어 설명하기로 한다.

<74> 이하, 첨부된 도면을 참조하여 OFDM 시스템에 존재하는 반송파 주파수 오프셋을 완전 디지털 영역에서 동기화하는 방법에 대하여 상세히 설명하기로 한다.

<75> 도 1은 본 발명에 따른 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치의 무선 모뎀 시스템에 구현한 일실시예를 나타내는 블록도이다.

<76> 도 1a는 본 발명에 따른 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치의 일실시예를 나타내는 블록 구성도이고, 도 1b는 1a에 도시한 주파수 오프셋 동기화부의 블록 구성도이고, 도 1c는 도 1a에 도시한 잔류위상 추적부의 블록 구성도이다.

<77> 도 1d는 하나의 훈련신호를 사용할 경우의 주파수 오프셋 동기화부를 설명하기 위한 도면이고, 도 1e는 파일럿 신호가 특정한 값으로 구성되었을 경우의 잔류위상 추적부를 구현한 일실시예를 나타낸 도면이다.

<78> 도 1a 내지 도 1c를 참조하면, 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치는 주파수 오프셋 및 잔류위상 처리를 제어하는 신호를 출력하는 제어부(10)와, 제어신호에 따라서 수신신호의 주파수 오프셋 및 잔류위상을 추정하고, 추정된 주파수 오프셋으로 수신신호를 보상하는 주파수 오프셋 동기화부(300)와, 고속푸리에 변환된 데이터 심볼의 파일럿 신호를 추출하여 주파수 오프셋 동기화부(300)에 출력하고 주파수 오프셋 동기화부(300)에서 추정된 잔류위상으로 데이터 심볼을 보상하는 잔류위상 추적

부(600)를 포함한다.

<79> 주파수 오프셋 동기화부(300)는 수신신호에 포함된 훈련신호가 두 종류일 경우, 짧은 훈련신호의 주파수 오프셋을 추정하여 긴 훈련신호의 주파수 오프셋을 보상(코얼스 모드)하고, 보상된 긴 훈련신호의 주파수 오프셋을 재추정하여 재보상(파인모드)한다. 그리고, 파인 모드와 코얼스 모드에서 추정한 주파수 오프셋을 더한 결과로 데이터 심볼을 보상한다.

<80> 또한, 주파수 오프셋 동기화부(300)는 수신신호에 포함된 훈련신호가 한 종류일 경우, 훈련신호의 주파수 오프셋을 추정하여 훈련신호를 보상하고, 추정된 주파수 오프셋으로 데이터 심볼을 보상한다.

<81> 주파수 오프셋 동기화부(300)는 수신신호의 주파수 오프셋 및 잔류위상을 추정하는 추정부(310)와, 제어신호에 따라 추정된 주파수 오프셋 및 잔류위상을 선택적으로 출력하는 제 1 디멀티플렉서부(330)와, 제 1 디멀티플렉서부(330)에서 출력된 주파수 오프셋을 더하는 덧셈부(340)와, 제 1 디멀티플렉서부(330)와 덧셈부(340)에서 출력된 주파수 오프셋으로 수신신호와 데이터 심볼을 보상하는 주파수 오프셋 보상부(320)와, 제어신호에 따라서 주파수 오프셋 보상부(320)에서 출력된 신호를 선택적으로 출력하는 제 2 디멀티플렉서부(350)를 포함한다.

<82> 추정부(310)는 훈련신호의 샘플을 지연하여 미리 지정된 훈련신호와 그 다음 훈련신호의 공액복소수를 동시에 출력하는 쉬프트 레지스터부(311)와, 쉬프트 레지스터부(311)에서 출력되는 신호의 주파수 오프셋을 추정하고, 잔류위상 추적부(600)로부터 입력되는 신호의 잔류위상을 추정하는 선택추정부(312)를 포함한다.

- <83> 선택추정부(312)는 쉬프트 레지스터부(311) 또는 잔류위상 추적부(600)로부터 입력되는 신호를 복소곱셈 연산하는 제 1 복소 곱셈부(312-1)와, 복소곱셈 연산된 샘플을 적산하는 제 1 누산부(312-2)와, 적산된 값의 실수부와 허수부의 비를 구하여 아크탄젠트 테이블 주소를 생성하는 나눗셈부(312-3)와, 미리 지정한 간격으로 샘플링하여 저장한 아크탄젠트 값을 아크탄젠트 테이블 주소에 따라서 출력하는 아크탄젠트 테이블부(312-4)와, 제 1 누산부(312-2)의 적산값 부호를 확인하고, 아크탄젠트 값을 해당 영역의 값으로 변환하여 추정된 주파수 오프셋을 출력하는 위상조절부(312-5)를 포함한다.
- <84> 아크탄젠트 테이블부(321-4)는 아크탄젠트 값을 미리 지정된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 아크탄젠트 테이블로 저장하는 것이 바람직하다.
- <85> 주파수 오프셋 보상부(320)는 추정된 주파수 오프셋을 미리 지정된 크기로 나누는 비트 확장부(321)와, 비트 확장부(321)에서 나누어진 각 샘플의 주파수 오프셋을 누적하여 제 1 지수함수 테이블 주소를 생성하는 제 2 누산부(322)와, 비트 확장부(321)의 부호값을 확인하고, 제 1 지수함수 테이블 주소를 해당 영역의 주소값으로 변환하여 출력하는 제 1 영역 제어부(323)와, 미리 지정한 간격으로 샘플링하여 저장한 지수함수 값을 제 1 영역 제어부(323)에서 출력되는 주소값에 따라 출력하는 제 1 지수함수 테이블부(324)와, 제 1 지수함수 테이블부(324)로부터 출력되는 지수함수 값을 혼련신호 또는 데이터 심볼과 곱하여 주파수 오프셋 보상하는 제 2 복소 곱셈부(325)를 포함한다.
- <86> 제 1 지수함수 테이블부(324)는 사인과 코사인 값을 미리 지정된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 제 1 지수함수 테이블로 저장하는 것이 바람직하다.

- <87> 제 1 영역 제어부(323)는 제 2 누산부(322)의 출력값이 미리 지정된 값보다 크면, 출력값에서 미리 지정된 값을 뺀 결과에 해당하는 주소값을 출력하고, 현재 주소영역을 다음 영역으로 천이한다. 또한, 대칭되는 영역의 사인 또는 코사인 값을 구하기 위해 제 2 누산부(322)의 출력값을 보수처리하여 출력한다.
- <88> 한편, 잔류위상 추적부(600)는 주파수 오프셋 동기화부(300)의 선택추정부(312)를 이용하여 잔류위상을 추정한다. 잔류위상 추적부(600)는 고속푸리에 변환된 데이터 심볼로부터 파일럿 신호를 추출하여 선택추정부(312)에 출력하는 파일럿 추출부(610)와, 선택추정부(312)에서 추정된 데이터 심볼의 잔류위상으로 데이터 심볼을 보상하는 잔류위상 보상부(620)를 포함한다.
- <89> 잔류위상 보상부(620)는 선택추정부(312)의 제 1 디멀티플렉서부(330)에서 출력된 잔류위상 값에 해당하는 제 2 지수함수 테이블 주소를 출력하는 제 2 영역 제어부(621)와, 미리 지정한 시간간격으로 샘플링하여 저장한 지수함수 값을 제 2 지수함수 테이블 주소에 따라 출력하는 제 2 지수함수 테이블부(622)와, 제 2 지수함수 테이블부(622)로부터 출력되는 지수함수 값을 보상된 데이터 심볼과 곱하여 잔류위상을 보상하는 제 3 복소 곱셈부(623)를 포함한다.
- <90> 제 2 지수함수 테이블부(622)는 사인과 코사인 값을 미리 지정된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 제 2 지수함수 테이블로 저장하는 것이 바람직하다.
- <91> 제 2 영역 제어부(621)는 제 1 디멀티플렉서부(330)로부터 출력된 값이 미리 지정된 값보다 크면, 출력값에서 미리 지정된 값을 뺀 결과에 해당하는 주소를 출력하고, 현재 주소영역을 다음 영역으로 천이한다. 또한, 대칭되는 영역의 사인 또는 코사인 값을

구하기 위해 제 1 디멀티플렉서부(330)의 출력값을 보수처리한 주소값을 출력한다.

- <92> 도 2는 본 발명에 따른 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 방법의 일실시예를 나타내는 도면으로서, 도 2a는 두 개의 훈련신호일 경우이고, 도 2b는 하나의 훈련신호일 경우이다.
- <93> 도 2a를 참조하면, 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 방법은 훈련신호의 주파수 오프셋을 추정하여 보상하고, 고속푸리에 변환 및 채널추정하는 (A)단계(S800~S840)와, 수신신호의 데이터 심볼을 (A)단계에서 추정한 주파수 오프셋으로 보상하고 고속푸리에 변환한 다음 (A)단계에서 추정된 채널로 데이터 심볼을 보상하는 (B)단계(S850~S870)와, 채널보상된 데이터 심볼의 잔류위상을 추정하여 보상하는 (C)단계(S880~S895)를 포함한다.
- <94> (A)단계는, 수신신호에 포함된 훈련신호가 두 종류일 경우, 짧은 훈련신호를 이용하여 주파수 오프셋을 추정하고, 추정한 주파수 오프셋으로 긴 훈련신호를 보상(코얼스 모드)하는 (A1)단계(S800~S810)와, (A1)단계에서 주파수 오프셋을 보상한 긴 훈련신호의 주파수 오프셋을 재추정하여 다시 긴 훈련신호를 보상(파인모드)하는 (A2)단계(S820~S830)를 포함한다.
- <95> (B)단계는 파인 모드와 코얼스 모드에서 추정한 주파수 오프셋을 더한 결과로 데이터 심볼을 보상한다.
- <96> 도면에 도시하지는 않았지만, (A1)단계는 짧은 훈련신호의 샘플을 지연하여 복소곱셈 연산 및 적산하고, 적산된 값의 실수부와 허수부의 비를 구하여 아크탄젠

트 테이블 주소를 생성하는 (A1-1)단계와, 적산값의 부호를 확인하고 아크탄젠트 테이블 주소에 따른 아크탄젠트 값을 해당 영역의 값으로 변환하여 추정된 주파수 오프셋을 출력하는 (A1-2)단계와, 추정된 주파수 오프셋을 미리 지정된 크기로 나누어 적산하고 제 1 지수함수 테이블 주소를 생성하는 (A1-3)단계와, 상기 (A1-3)단계에서 적산한 부호값을 확인하여 제 1 지수함수 테이블 주소를 해당 영역의 주소값으로 변환한 다음, 변환된 주소에 해당하는 지수함수 값을 출력하는 (A1-4)단계와, 상기 (A1-4)단계에서 출력된 지수함수 값을 상기 긴 훈련신호와 곱하여 주파수 오프셋 보상하는 (A1-5)단계를 포함한다.

<97> (A1-1)단계는 아크탄젠트 값을 미리 지정된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 아크탄젠트 테이블로 미리 저장하는 단계를 포함한다.

<98> (A1-4)단계는 사인과 코사인 값을 미리 지정된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 제 1 지수함수 테이블로 미리 저장하는 단계를 포함하며, 적산값이 미리 지정된 값보다 크면, 적산값에서 미리 지정된 값을 뺀 결과에 해당하는 주소의 사인과 코사인 값을 출력하고, 현재 주소영역을 다음 영역으로 천이한다.

<99> (A1-3)단계는 대칭되는 영역의 사인 또는 코사인 값을 구하기 위해 상기 생성한 주소값을 보수처리하여 출력한다.

<100> 그리고, 도면에 도시하지는 않았지만, (A2)단계는 주파수 보상된 긴 훈련신호의 샘플을 지연하여 복소곱셈 연산 및 적산하고, 적산된 값의 실수부와 허수부의 비를 구하여 아크탄젠트 테이블 주소를 생성하는 (A2-1)단계와, 적산값의 부호를 확인하고 아크탄젠트 테이블 주소에 따른 아크탄젠트 값을 해당 영역의 값으로 변환하여 추정된 주파수 오프셋을 출력하는 (A2-2)단계와, 추정된 주파수 오프셋을 미리 지정된 크기로 나누어 적

산하고 지수함수 테이블의 주소를 생성하는 (A2-3)단계와, (A2-3)단계에서 적산한 부호 값을 확인하여 제 1 지수함수 지수함수 테이블 주소를 해당 영역의 주소값으로 변환한 다음, 변환된 주소에 해당하는 지수함수 값을 출력하는 (A2-4)단계와, (A2-4)단계에서 출력된 지수함수 값을 (A1) 단계에서 주파수 보상된 긴 훈련신호와 곱하여 주파수 오프셋 보상하는 (A2-5)단계를 포함한다.

- <101> (A2-1)단계는 아크탄젠트 값을 미리 지정된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 제 1 아크탄젠트 테이블로 미리 저장하는 단계를 포함한다.
- <102> (A2-4)단계는 사인과 코사인 값을 미리 지정된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 지수함수 테이블로 미리 저장하는 단계를 포함하며, 적산값이 미리 지정된 값보다 크면, 적산값에서 미리 지정된 값을 뺀 결과에 해당하는 주소의 사인과 코사인 값을 출력하고, 현재 주소영역을 다음 영역으로 천이한다.
- <103> (A2-3)단계는 대칭되는 영역의 사인 또는 코사인 값을 구하기 위해 상기 생성한 주소값을 보수처리하여 출력한다.
- <104> 도면에 도시하지는 않았지만, (C)단계는 보상된 데이터 심볼로부터 파일럿 신호를 추출하여 복소곱셈 연산 및 적산하고, 적산된 값의 실수부와 허수부의 비를 구하여 아크탄젠트 테이블 주소를 생성하는 (C1)단계와, 적산값의 부호를 확인하고 아크탄젠트 테이블 주소에 따른 아크탄젠트 값을 해당 영역의 값으로 변환하여 추정된 잔류위상을 출력하는 (C2)단계와, (C2)단계에서 추정된 잔류위상에 따라 제 2 지수함수 테이블 주소를 생성하고 해당 지수함수 값을 출력하는 (C3)단계와, (C3)단계에서 출력된 지수함수 값을 데이터 심볼과 곱하여 잔류위상을 보상하는 (C4)단계를 포함한다.

- <105> (C1)단계는 아크탄젠트 값을 미리 지정된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 아크탄젠트 테이블로 미리 저장하는 단계를 포함한다.
- <106> (C3)단계는 사인과 코사인 값을 미리 지정된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 제 2 지수함수 테이블로 미리 저장하는 단계를 포함하며, 적산값이 미리 지정된 값보다 크면, 적산값에서 미리 지정된 값을 뺀 결과에 해당하는 주소의 사인과 코사인 값을 출력하고, 현재 주소영역을 다음 영역으로 천이한다.
- <107> (C3)단계는 대칭되는 영역의 사인 또는 코사인 값을 구하기 위해 상기 생성한 주소 값을 보수처리하여 출력한다.
- <108> 이상과 같이 구성된 본 발명에서 주파수 오프셋을 동기화하는 과정을 도 1 내지 도 11을 참조하여 자세히 설명하면 다음과 같다.
- <109> 이하에서는 짧은 훈련신호와 긴 훈련신호를 2단계 완전 디지털 방식으로 주파수 오프셋 동기화하는 방법에 대하여 먼저 설명하기로 한다. 그리고, 일반적인 통신시스템에서 신호를 감지하는 부분과 데이터 심볼의 처음 부분을 찾는 장치는 공지기술이므로 상세한 설명은 생략하기로 한다.
- <110> 도 3은 OFDM 방식 훈련신호 구조의 일실시예를 나타낸 도면이다.
- <111> 도 3을 참조하면, OFDM방식의 무선 모뎀의 훈련신호는 D 샘플이 N_s 번 반복되는 짧은 훈련신호($t_1 \sim t_{N_s}$)와 N 샘플이 2번 반복되는 긴 훈련신호(T_1, T_2)로 구성되며, 긴 훈련신호와 짧은 훈련신호사이에 보호구간(T_{GUARD})이 위치한다. 예를 들어, IEEE 802.11a 무선 LAN 모뎀의 훈련신호는 16샘플이 10번 반복되는 짧은 훈련신호와 64샘플이 2번 반복되는 긴 훈련신호로 구성되며, 긴 훈련신호와 짧은 훈련신호사이의 보호구간에는 긴 훈

련신호의 뒷부분 32샘플이 복사된다.

<112> 도 4는 반송파 주파수 오프셋의 영향과 보상 시점에서의 초기위상을 보여주는 도면이다. 반송파 주파수 오프셋 동기화 방식을 도 4와 수학적 신호해석을 통하여 자세히 설명하면 다음과 같다.

<113> 먼저, OFDM시스템의 송신기를 통하여 전송되는 짧은 훈련신호는 다음과 같다.

<114> 【수학식 1】

$$s_s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} S_s(k) e^{j \frac{2\pi k n}{N}}$$

<115> $n=0, 1, 2, \dots, N-1$

<116> 여기에서, $S_s(k)$ 는 주파수영역의 짧은 훈련신호이고, N 은 FFT/IFFT 크기이다. 수학식 1의 $s_s(n)$ 은 시간영역에서 D 샘플이 N/D 번 반복된다. 이를 이용하여 짧은 훈련신호가 N_s 번 반복되도록 구성하여 전송한다.

<117> 채널을 통과하여 수신되는 짧은 훈련신호는 위상 지터, 도플러 천이 등에 의한 주파수 오프셋이 존재하므로 이를 고려하여 표현하면 다음과 같다.

<118> 【수학식 2】

$$r_s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} S_s(k) H(k) e^{j \frac{2\pi(k+\epsilon)n}{N}} e^{j \frac{2\pi\epsilon(n_c + \Delta t)}{N}} + w(n)$$

<119> 여기에서, $\epsilon (=f_{\text{offset}}/\Delta f)$ 는 정규화된 주파수 오프셋이고, f_{offset} 은 주파수 오프셋이고, Δf 는 부채널 간격이며, $H(k)$ 은 채널의 주파수 응답이다.

<120> 또한, Δt 는 신호수신의 시작점($n=0$)이고, $2\pi \Delta t/N$ 는 초기 위상 회전이고, n_c 는 코얼스 모드의 시작점이며, $w(n)$ 은 가산성 수신잡음이다.

<121> 수학식 2에서 보는 바와 같이, 잡음의 영향을 고려하지 않으면 수신된 신호 $r_s(n)$

은 D 샘플씩 N/D 번 반복되기 때문에, 다음과 같이 코얼스 모드에서 자기상관 특성을 이용하여 대략적인 주파수 오프셋을 추정한다(S800).

- <122> 코얼스 모드에서 대략적인 반송파 주파수 오프셋 동기화를 수행하기 위해 도 3에 보이는 짧은 훈련 신호 $t_{Ns-i} \sim t_{Ns}$ 의 자기상관 특성을 이용한다.
- <123> RF 수신부(100)를 통하여 수신된 신호는 A/D 변환부(200)를 거쳐 쉬프트 레지스터부(311)에 입력된다. 쉬프트 레지스터부(311)는 수신신호에 포함된 훈련신호의 샘플을 지연시켜 t_{Ns-i} 과 t_{Ns-i-1} 의 공액복소수가 동시에 제 1 복소 곱셈부(312-1)에 입력된다. 제 1 복소 곱셈부(312-1)는 이 두 신호를 복소곱셈 연산하며, 제 1 누산부(312-2)에서 복소 곱셈부의 출력을 $(i+1)*D$ 샘플 동안 적산한다. 코얼스 모드에서 두 개의 짧은 훈련 신호를 사용할 경우에 $i=0$ 이 되어 D샘플을 적산하며, 세 개의 짧은 훈련신호를 사용할 경우에는 $i=2$ 가 되어 2D 샘플을 적산한다.
- <124> 그리고, 제 1 나눗셈부(312-3)는 적산된 값의 실수부와 허수부의 비를 구한 후, 실수부와 허수부의 비를 이용하여 아크탄젠트 테이블의 주소를 생성한다. 이때, 아크탄젠트 테이블 주소를 입력받은 아크탄젠트 테이블부(312-4)는 미리 지정한 간격으로 샘플링하여 저장한 아크탄젠트 값을 출력한다.
- <125> 위상조절부(312-5)는 나눗셈부(312-3)에서 적산한 값의 실수부와 허수부의 부호를 확인하고, 아크탄젠트 테이블부(312-4)에서 출력된 아크탄젠트 값을 해당 영역의 값으로 변환한다. 그리고, 코얼스 모드이기 때문에 N/D를 곱하여 최종적으로 추정된 반송파 주파수 오프셋, $\hat{\varepsilon}_0$ 를 출력한다.

<126> 【수학식 3】

$$\begin{aligned}\hat{\epsilon}_c &= \frac{N}{2\pi D} \arg \left(\sum_{n=0}^{L-1} r_s(n+D)r_s(n)^* \right) \\ &= \frac{N}{2\pi D} \arg \left(\sum_{n=0}^{L-1} \text{Im}(r_s(n+D)r_s(n)^*) / \sum_{n=0}^{L-1} \text{Re}(r_s(n+D)r_s(n)^*) \right)\end{aligned}$$

<127> 여기에서 D 는 반복되는 두 심볼의 간격을 나타낸다. 수학식 3에서 보는 바와 같이, 짧은 훈련신호를 이용하여 D 샘플 지연시킨 후, 자기상관을 통하여 구한 대략적 주파수 오프셋의 추정범위는 $|\hat{\epsilon}_c| < N/2D$ 가 되며, L 의 크기에 따라 추정의 정확도가 달라진다. 예를 들어, IEEE 802.11a 무선 LAN 모델의 경우에 $D=16$ 이므로 코얼스 모드의 반송파 추정범위는 $|\hat{\epsilon}_c| < 2$ 이다. 그러나 평균을 취하는 샘플이 $L=N/4$ 로 비교적 작기 때문에 추정의 정확도는 떨어진다.

<128> 한편, 수학식 3 에서 3개 이상의 짧은 훈련신호를 이용하여 주파수 오프셋을 추정할 때, L 이 반복되는 두 심볼의 간격 D 보다 크면 추정에 사용되는 샘플의 수가 증가하여 잡음의 효과가 줄어들므로, 추정범위는 $|\hat{\epsilon}_c| < N/2D$ 로 일정한 반면, 추정의 정확도는 증가하는 평균효과가 나타난다.

<129> 일반적으로 N/D 샘플 반복되는 i 개의 동일한 짧은 훈련신호를 이용하여 주파수 오프셋을 추정할 경우에 $i-1$ 번의 평균을 취할 수 있으며, $i-1$ 번의 평균을 취하여 추정한 주파수 오프셋 추정치는 단지 두 개의 짧은 훈련신호를 이용하여 추정한 주파수 오프셋보다 높은 정확도를 지닌다.

<130> 예를 들어, 수학식3 에서 3개의 짧은 신호를 이용하여 반송파 주파수 오프셋을 추정하고 이 때 $L=2D$ 이면, 첫 번째 짧은 훈련신호와 두 번째 짧은 훈련신호와의 자기상관값과 두 번째 짧은 훈련신호와 세 번째 짧은 훈련신호의 자기상관값이 평균된 주파수 오

프셋 추정치를 얻을 수 있다.

<131> 실제 환경에선 주파수 오프셋이 어느 정도 존재하는지 알 수 없기 때문에, 정확도는 떨어지나 추정범위가 넓은 코얼스 모드에서 대략적인 반송파 주파수 오프셋을 추정한 후, 이를 통해 긴 훈련신호에 존재하는 주파수 오프셋의 범위를 좁혀야 한다.

<132> 이 때, 채널을 통하여 수신된 긴 훈련신호는 다음과 같이 표현된다.

<133> 【수학식 4】

$$r_1(n) = \sum_{k=0}^{N-1} S_1(k) H_1(k) e^{\frac{j2\pi(k+\epsilon)n}{N}} e^{\frac{j2\pi\epsilon(n_f+\Delta t)}{N}} + w_1(n)$$

<134> $n = 0, 1, 2, \dots, 2N - 1$

<135> 여기에서, $S_1(k)$ 은 주파수영역의 긴 훈련신호이고 $H_1(k)$ 는 긴 훈련신호의 주파수 응답을 나타내며, n_f 은 파인 모드의 시작점을 나타낸다. 수학식 4에서 $r_1(n)$ 은 N 샘플이 두 번 반복된다.

<136> 한편, 제 1 디멀티플렉서부(330)는 추정부(310)에서 추정된 주파수 오프셋 신호를 제어신호(S1)에 따라 비트 확장부(321)에 출력한다. 도 1b에서는 비트 확장부(321) 이후에 동일한 처리과정을 거치므로, 설명의 편의를 위하여 각 신호의 주파수 오프셋 첨자를 생략하고, $\hat{\epsilon}$ 에 대한 신호처리의 경우만을 표시하였다.

<137> 비트 확장부(321)는 추정부(310)에서 추정한 추정치를 고속푸리에 변환부(400)의 크기 N 으로 나누기 위하여 $\log_2 N$ 비트 오른쪽 쉬프트를 수행한다. 그 다음, 매 샘플이 제 2 누산부(322)에서 누적되어 지수함수 테이블의 주소가 생성된다. 제 1 영역 제어부(323)는 비트 확장부(321)의 부호값을 확인하고 제 2 누산부(322)로부터 출력되는 주소를 해당 영역의 주소값으로 변환하여 출력한다.

그리고, 제 1 지수함수 테이블부(324)는 제 1 영역 제어부(323)에서 출력되는 주소값에 따라 미리 지정한 간격으로 샘플링하여 저장한 지수함수 값을 출력한다.

<138> 제 2 복소 곱셈부(325)는 제 1 지수함수 테이블부(324)로부터 출력되는 지수함수 값을 A/D 변환부(200)로부터 입력되는 긴 훈련 신호(T_1, T_2)와 곱하여 주파수 오프셋을 보상한다. 주파수 오프셋 보상된 신호는 제 2 디멀티플렉서부(350)에서 제어부(10)의 제어신호(S_2)에 따라 추정부(310)와 제 2 복소곱셈부(325)로 출력된다.

<139> 코얼스 모드에서 추정된 반송파 주파수 오프셋으로 디지털영역에서 직접 긴 훈련 신호를 보상(S810)하면 수학식 5와 같이 표현된다.

<140> 【수학식 5】

$$y_1(n) = r_1(n) e^{\frac{-j2\pi\hat{\epsilon}_c n}{N}}$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} S_1(k) H_1(k) e^{\frac{j2\pi(k+\epsilon-\hat{\epsilon}_c)n}{N}} e^{\frac{j2\pi\epsilon(n_f+\Delta t)}{N}} + w_1(n) e^{\frac{-j2\pi\hat{\epsilon}_c n}{N}}$$

<141> $n = 0, 1, 2, \dots, 2N - 1$

<142> 수학식 5에 나타난 바와 같이, 코얼스 모드에서 추정된 대략적인 반송파 주파수 오프셋, $\hat{\epsilon}_c$ 로 긴 훈련신호를 보상하면 긴 훈련신호에는 $\epsilon - \hat{\epsilon}_c$ 의 잔류 주파수 오프셋이 존재함을 확인할 수 있다.

<143> 다음으로, 보상된 긴 훈련신호를 이용하여 파인모드에서 미세한 주파수 오프셋을 추정한다(S820). 파인 모드에서 미세한 반송파 주파수 오프셋 동기화의 수행

을 위해 대략적으로 보상된 긴 훈련 신호(T_1, T_2)를 이용하며, 전술한 코얼스 모드와 동일한 과정을 수행하여 미세한 주파수 오프셋을 추정한다. 이 때, 쉬프트 레지스터부 (311)는 N 샘플을 지연시키며, 나머지 부분은 코얼스 모드에서 대략적 주파수 오프셋을 추정하기 위하여 사용한 블록을 그대로 재사용하며, 동일한 과정을 거친다.

<144> 잡음의 영향을 무시하고 대략적으로 보상된 긴 훈련신호의 자기상관 특성을 이용하면, 다음과 같이 파인 모드에서 주파수 오프셋을 추정할 수 있다.

<145> 【수학식 6】

$$\begin{aligned}\hat{\epsilon}_f &\approx \epsilon - \hat{\epsilon}_c = \frac{1}{2\pi} \arg \left(\sum_{n=0}^{N-1} y_1(n+N) y_1(n)^* \right) \\ &= \frac{1}{2\pi} \arg \left(\sum_{n=0}^{N-1} \text{Im}(y_1(n+N) y_1(n)^*) / \sum_{n=0}^{N-1} \text{Re}(y_1(n+N) y_1(n)^*) \right)\end{aligned}$$

<146> 수학식 6에서 보는 바와 같이, 파인 모드에서 추정된 주파수 오프셋, $\hat{\epsilon}_f$ 는 추정 범위가 $-0.5 < \hat{\epsilon}_f < 0.5$ 이지만, 평균되는 샘플의 개수가 많기 때문에 코얼스 모드보다 정확한 추정값을 얻을 수 있다.

<147> 따라서, 주파수 오프셋 보상부(320)는 제 2 디멀티플렉서부(350)에서 출력되는 긴 훈련신호를 파인 모드에서 추정한 미세한 주파수 오프셋, $\hat{\epsilon}_f$ 로 다시 한번 보상한다 (S830). 긴 훈련신호를 파인 모드에서 추정된 주파수 오프셋, $\hat{\epsilon}_f$ 로 보상한 결과는 다음과 같이 표현된다.

<148> 【수학식 7】

$$z_1(n) = y_1(n) e^{\frac{-j2\pi\hat{\epsilon}_f n}{N}}$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} S_1(k) H_1(k) e^{\frac{j2\pi(k+\epsilon-\hat{\epsilon})n}{N}} e^{\frac{j2\pi\epsilon(n_f+\Delta t)}{N}} + w_1(n) e^{\frac{-j2\pi\hat{\epsilon}n}{N}}$$

<149> $n=0, 1, 2, \dots, 2N-1$

<150> 위에서 설명한 바와 같이 코얼스 모드와 파인 모드를 연동하여 사용함으로써, 반송파 주파수 오프셋을 넓은 추정범위에서 정확하게 추정할 수 있으며, 추정한 주파수 오프셋을 이용하여 디지털 방식으로 보상이 가능하다. 반면, 코얼스 모드와 파인 모드에 사용되는 하드웨어는 동일한 하드웨어를 그대로 사용한다.

<151> 이제, 수학식7에서 주파수 오프셋 보상된 긴 훈련신호를 고속푸리에 변환부(400)에서 고속푸리에 변환하며, 채널 추정부(450)에서 영강압(Zero-Forceing) 기준으로 등화부(500)의 채널계수를 추정한다(S840). 수학적 표현을 간단히 하기 위해 잡음의 영향과 잔류 주파수 오프셋($\epsilon - \hat{\epsilon}$)의 영향이 미세하다고 가정한다. 이때, 잔류 주파수 오프셋이 매우 작기 때문에, 고속푸리에 변환한 후 진폭성분의 왜곡은 적어지고 위상성분의 왜곡만이 남게 된다.

<152> 그러므로, 잡음의 영향을 무시할 때 초기 동기화 후 긴 훈련신호에 남아 있는 잔류 주파수 오프셋에 의한 영향은 다음 식과 같이 위상만 왜곡된 형태로 근사화될 수 있다.

<153> 【수학식 8】

$$Z_1(k) = \text{FFT}(z_1(n)) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{k=0}^{N-1} S_1(k) H_1(k) e^{\frac{j2\pi(k+\varepsilon-\hat{\varepsilon})n}{N}} \right) e^{\frac{-j2\pi nk}{N}} e^{\frac{j2\pi\varepsilon(n_f + \Delta t)}{N}} + W_1'(k)$$

$$\hat{H}_1(k) = \frac{Z_1(k)}{S_1(k)} \cong H_1(k) e^{\frac{j2\pi(\varepsilon-\hat{\varepsilon})(N-1)}{N}} e^{\frac{j2\pi\varepsilon(n_f + \Delta t)}{N}}$$

<154>

수학식 8에 나타난 바와 같이 채널 추정치, $\hat{H}_1(k)$ 는 초기 위상회전량($2\pi\varepsilon\Delta t/N$) 및 파인모드 시작시의 위상회전량($2\pi\varepsilon n_f/N$)을 포함한다. 초기 위상회전량은 정확한 시작점을 구할 수 없기 때문에 그 값을 추정할 수 없지만, 채널 추정시 채널 추정치에 위상회전량도 포함되어 추정되므로, 이 채널 추정치로 데이터 심볼을 보상하면 초기 위상회전량까지 보상할 수 있어 완전 디지털 보상이 가능하다.

<155>

그리고, 이후에 A/D 변환부(200)로부터 제 2 복소 곱셈부(325)로 입력되는 데이터 심볼은 파인 모드와 코얼스 모드에서 추정한 주파수 오프셋을 덧셈부(340)에서 더한 결과인, $\hat{\varepsilon} = \hat{\varepsilon}_f + \hat{\varepsilon}_c$ 의 해당 지수함수 값으로 한 번에 보상(S850)함으로써 반송파 주파수 오프셋의 동기화를 수행한다. 여기서, 덧셈부(340)는 제어부(10)의 제어신호(S1)에 따라서 코얼스 모드와 파인모드에서 추정한 주파수 오프셋을 더하여 비트 확장부(321)에 출력한다. 나머지 과정은 위에서 설명한 코얼스 또는 파인모드에서와 동일한 처리과정을 거치게 된다.

<156>

파인 모드와 코얼스 모드에서 추정한 각 주파수 오프셋을 더한 결과인,

$\hat{\varepsilon} = \hat{\varepsilon}_f + \hat{\varepsilon}_c$ 의 해당 지수함수 값으로 데이터 심볼을 보상할 때, 보호구간이 삽입되어 i 번째 수신된 OFDM 심볼은 다음과 같이 표현된다.

<157> 【수학식 9】

$$y_i(\tilde{n}) = \sum_{k=0}^{N-1} X_i(k) H_i(k) e^{\frac{j2\pi(k+\varepsilon-\hat{\varepsilon})\tilde{n}}{N}} e^{\frac{j2\pi\varepsilon(n_d+\Delta t)}{N}} + w_i(\tilde{n}) e^{\frac{-j2\pi\hat{\varepsilon}\tilde{n}}{N}}$$

<158> $\tilde{n}=0,1,\dots,N+N_G-1$

<159> 여기에서 $X_i(k)$ 는 i 번째 전송된 주파수 영역의 데이터를 나타내고, $H_i(k)$ 은 채널 응답을 나타내며, n_d 는 데이터 심볼의 보상을 시작한 시간영역 인덱스이다. 또한, N_G 는 보호구간의 크기를 의미한다.

<160> 그러나 수학식 9와 도 4에서 나타나 바와 같이, 긴 훈련신호를 통하여 채널을 추정하는 위치와 추정된 반송파 주파수 오프셋으로 데이터 심볼을 보상하는 위치가 다르다. 그렇기 때문에, 주파수 오프셋 보상된 데이터 심볼이 고속푸리에 변환부(400)에서 고속 푸리에 변환(S860)된 다음, 등화부(500)에서 S840단계에서 추정된 채널로 보상(S870)되면 모든 데이터 심볼에서 동일한 위상회전이 발생한다. 등화부(500)로는 주파수 영역 등화기(Frequency Domain Equalizer; FEQ)를 사용하는 것이 바람직하다.

<161> 도 5는 데이터 심볼의 반송파 주파수 오프셋을 영향을 보여주기 위한 도면이다. 도 4를 참조하면, 2단계 방식을 통하여 데이터 심볼을 보상함에도 불구하고 잔류 주파수 오프셋이 존재하며, 이로 인하여 일정한 심볼 이상 수신되면 잔류 주파수 오프셋에 의한 위상회전은 데이터 심볼에 심각한 영향을 미친다.

<162> 이 때, 초기 동기화 과정을 거친 i 번째 수신된 OFDM 심볼에 남아있는 잔류 주파수 오프셋은 아주 작으므로, i 번째 수신된 OFDM 심볼의 보호구간을 제거하고 고속푸리에 변환한 신호는 다음과 같이 표현되며, 여기에서도 수식 전개의 편의를 위해 잡음의 영향은 고려하지 않는다.

<163> 【수학식 10】

$$\begin{aligned}
Y_i(k) &= \text{FFT}(y_i(n)) \\
&= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{k=0}^{N-1} X_i(k) H_i(k) e^{\frac{j2\pi(k+\varepsilon-\hat{\varepsilon})n}{N}} \right) e^{\frac{-j2\pi mk}{N}} e^{\frac{j2\pi \varepsilon(n_d + \Delta t)}{N}} + V \\
&\cong X_i(k) H_i(k) e^{\frac{j2\pi(\varepsilon-\hat{\varepsilon}_i)\{N(i-1)+iN_G\} + j\pi(\varepsilon-\hat{\varepsilon})(N-1)}{N}} e^{\frac{j2\pi \varepsilon(n_d + \Delta t)}{N}}
\end{aligned}$$

<164>

여기에서 $e^{j\pi \varepsilon(n_d + \Delta t)/N}$ 은 데이터 심볼이 시작하는 위치에서의 초기 위상을 나타내며, $e^{j2\pi(\varepsilon-\hat{\varepsilon}_i)\{N(i-1)+iN_G\}/N}$ 은 i 번째 데이터 심볼의 보호구간을 제거함으로써 발생하는 초기 위상회전을 나타낸다.

<165>

수학식 8에서 추정한 채널치를 이용하여 등화부(500)에서 채널의 왜곡을 보상한다. 이 때, 긴 훈련 신호가 경험한 채널과 데이터 열의 채널이 동일, 즉 $H_1(k)=H_i(k)$ 하다고 가정하면 다음과 같이 간략화 시킬 수 있다.

<166> 【수학식 11】

$$\begin{aligned}
\hat{X}_i(k) &= \frac{Y_i(k)}{\hat{H}_i(k)} \\
&\cong \frac{X_i(k) H_i(k) e^{\frac{j2\pi(\varepsilon-\hat{\varepsilon}_i)\{N(i-1)+iN_G\} + j\pi(\varepsilon-\hat{\varepsilon})(N-1)}{N}} e^{\frac{j2\pi \varepsilon(n_d + \Delta t)}{N}}}{H_1(k) e^{\frac{j\pi(\varepsilon-\hat{\varepsilon})(N-1)}{N}} e^{\frac{j2\pi \varepsilon(n_f + \Delta t)}{N}}} \\
&\cong X_i(k) e^{\frac{j2\pi(\varepsilon-\hat{\varepsilon}_i)\{N(i-1)+iN_G\}}{N}} e^{\frac{j2\pi \varepsilon(n_d - n_f)}{N}}
\end{aligned}$$

<167>

만일, 수학식 11에서 잔류 주파수 오프셋이 0 이라면, 수학식11은 다음과 같이 더욱 간략화 시킬 수 있다.

<168> 【수학식 12】

$$\hat{X}_i(k) = X_i(k)e^{\frac{j2\pi\epsilon(n_d-n_f)}{N}}$$

<169> 수학식 11, 12에 나타난 바와 같이 채널을 추정하는 위치, n_f 와 데이터 심볼을 보상하는 위치, n_d 가 서로 일치하지 않음으로 인하여 심볼 인덱스 i 에 비례하여 증가하는 잔류 주파수 오프셋에 의한 위상회전과 달리, 모든 심볼에 동일하게 $j2\pi\epsilon(n_d-n_f)/N$ 만큼의 위상회전이 발생한다.

<170> 한편, 도 4에서 $n=0$ 을 기준으로 하여 $n=n_f$ 에서 반송파 주파수 오프셋을 보상하고 보상된 긴 훈련신호로 채널을 추정하며, 다시 $n=n_d$ 부터 인덱스를 증가시켜 데이터 심볼을 보상한다면, 수학식 11에 나타난 위상회전의 문제는 발생하지 않는다.

<171> 그러나, $n=0$ 를 기준으로 하여 $n=n_f$ 에서 인덱스를 증가시킨다면 첫번째 보상해야 할 위상이 $j2\pi\epsilon n_f$ 이므로, 위상을 구하기 위해서는 누산기를 n_f 만큼 누산시키거나, 곱셈기를 사용하여 직접 구해야 하기 때문에 부가적인 하드웨어가 필요하게 된다.

<172> 그러나, 본 발명처럼 보상시점(긴 훈련신호의 보상, 데이터 심볼 보상)에서 시간영역 인덱스가 새로이 0 부터 증가하게 함으로써, 누산기만으로 매 샘플마다 보상해야 하는 위상을 구할 수 있으며, 신호수신 시점으로 현재 몇 샘플 떨어져 있는지 구할 필요가 없다.

<173> 또한, 수학식 12의 위상회전은 등화부(500)를 통과후 잔류 주파수 오프셋의 영향을 보상하기 위하여, 추적 모드의 잔류위상 추적부(600)에서 잔류 주파수 오프셋에 의한 위상회전과 더불어 위상회전량을 같이 추정한다.

<174> 시간영역 인덱스를 0부터 증가시켜 데이터 심볼을 보상함으로써 위상회전을 보상하



기 위한 별도의 하드웨어가 필요하지 않다. 잔류위상 추적부(600)는 추적모드에서 매 심볼마다 삽입되어 있는 파일럿(pilot) 신호를 추출하고, 상호상관 특성을 이용하여 반송파 주파수 보상 후에도 여전히 존재하는 잔류 주파수 오프셋에 의한 위상회전을 주파수 영역에서 보상한다.

<175> 잔류위상 추적부(600)의 파일럿 추출부(610)는 파일럿신호를 추출하여 선택추정부(312)의 제 1 복소 곱셈부(312-1)에 출력하고, 선택추정부(312)는 잔류 주파수 및 채널 추정과 데이터 심볼 보상시점이 다름으로 인하여 발생하는 위상회전을 추정한다(S880). 추적 모드에서 파일럿 신호의 상호상관 특성을 이용하여 잔류위상 오프셋을 구하면 다음과 같다.

<176> 【수학식 13】

$$\hat{\phi}_i = \tan^{-1} \left(\sum_{p=0}^{P-1} \hat{X}_i(p) X_i(p)^* \right) \\ = \frac{2\pi[(\epsilon - \hat{\epsilon}_t)\{N(i-1) + iN_G\} + \epsilon(n_d - n_r)]}{N}$$

<177> 여기에서 $\hat{X}_i(p)$ 은 수신신호 $\hat{X}_i(k)$ 에 삽입된 p 번째 파일럿 신호를 나타내며, $X_i(p)$ 은 i번째 전송한 OFDM 심볼의 p 번째 파일럿 신호를 나타낸다. 수학식 13에 나타난 바와 같이 추적 모드에서 파일럿신호의 상호상관특성을 이용하여 잔류 주파수 오프셋에 의한 위상회전을 추정할 때, 채널 추정 시점과 데이터 심볼의 보상시점이 다름으로 인하여 발생하는 위상회전도 같이 추정된다.

<178> 잔류위상 보상부(620)의 제 2 영역 제어부(621)는 선택추정부(312)의 제 1 디멀티플렉서부(330)에서 출력된 잔류위상 값에 해당하는 제 2 지수함수 테이블 주소를 출력한다. 제 2 지수함수 테이블부(622)는 미리 지정한 시간간격으로 샘플링하여 저장한 지수

함수 값을 제 2 영역 제어부(621)의 제 2 지수함수 테이블 주소에 따라 출력하고, 제 3 복소 곱셈부(623)에서 제 2 지수함수 테이블부(622)로부터 출력되는 지수함수 값을 보상된 데이터 심볼과 곱하여 잔류위상을 보상한다(S890).

<179> 파일럿 추출부(610)와 추정부(310)를 통하여 매 심볼마다 추정한 위상회전값을 잔류위상 보상부(620)를 통하여 데이터 심볼을 보상한 후의 데이터 심볼은 다음과 같이 표현된다.

<180> 【수학식 14】

$$\begin{aligned}\tilde{X}_i(k) &= \hat{X}_i(k)e^{\frac{-j\hat{\phi}_i}{N}} \\ &\cong X_i(k)\end{aligned}$$

<181> 수학식14에 나타난 바와 같이 잔류위상 보상부(620)를 통과한 신호는 잔류 주파수 오프셋 및 채널 추정과 데이터 심볼 보상시점이 다름으로 인하여 발생하는 위상회전이 보상됨을 확인할 수 있다.

<182> 잔류위상이 보상된 신호는 마지막 데이터 심볼일 때까지 S850 단계내지 S895 단계를 반복하며, 복조부(700)를 통하여 비터비 디코더로 출력된다.

<183> 위의 설명에서는 잔류위상 추적에 필요한 하드웨어의 면적을 줄이기 위하여 선택추정부(312)를 공유하여 사용하였지만, 본 발명의 구현에 따라서는 선택추정부(312)와 동일한 회로를 잔류위상 추적부(600)에 구현하여 사용할 수도 있다.

<184> 한편, 훈련신호 중 1 종류의 훈련신호를 사용하는 OFDM 방식의 무선 버스트(burst) 모뎀에서, 주파수 오프셋 동기화 방법은 2단계 방식과 유사하며 하드웨어 또한, 동일하게 사용할 수 있다.

<185> 도 6은 한 종류의 훈련신호를 사용하는 1단계 주파수 오프셋 동기화 방식에서 반송

파 주파수 오프셋의 영향과 보상 시점에서의 초기위상을 보여주는 도면이고, 한 종류의 훈련신호를 사용하는 반송파 주파수 오프셋을 동기화 하기 위한 순서는 도 2에서 코얼스 모드가 없는 $\hat{\epsilon}_c=0$ 인 경우와 동일하다.

<186> 도 1d는 한 종류의 훈련신호를 사용할 경우 실시예를 보여주는 블록도이다.

<187> 여기서는 신호처리 위주로 설명하기 위하여 도 1b의 덧셈부(340)와 제 2 디멀티플렉서부(350)의 연결상태를 표기하지 않았으나, 도 1b와 동일하게 구성된다.

<188> 도 1d 와 도 6을 참고하면, 훈련신호는 D_t 샘플이 반복되는 T_{t1} 과 T_{t2} 로 구성된다. 이 때, 샘플 반복되어 수신된 훈련신호는 다음과 같이 표현된다.

<189> 【수학식 15】

$$r_t(n) = \sum_{k=0}^{N-1} S_t(k) H_t(k) e^{\frac{j2\pi(k+\epsilon)n}{N}} e^{\frac{j2\pi\epsilon\Delta t}{N}} + w_t(n)$$

<190> $n=0, 1, 2, \dots, 2D_t-1$

<191> 여기에서, $S_t(k)$ 는 주파수영역의 훈련신호이고, $H_t(k)$ 는 긴 훈련신호의 주파수 응답을 나타낸다. 또한 수학식 2에서 확인했듯이 Δt 는 신호수신의 시작점($n=0$)을 타나내고, $2\pi\Delta t / N$ 은 초기 위상 회전을 나타낸다.

<192> 동일한 신호가 D_t 샘플씩 두번 전송되므로 수신신호의 자기상관특성을 이용하여 다음과 같이 반송파 주파수 오프셋을 추정한다(S900).

<193> 【수학식 16】

$$\begin{aligned} \hat{\epsilon}_t &= \frac{N}{2\pi D_t} \arg \left(\sum_{n=0}^{D_t-1} r_t(n+D_t) r_t(n)^* \right) \\ &= \frac{N}{2\pi D_t} \arg \left(\sum_{n=0}^{D_t-1} \text{Im}(r_t(n+D_t) r_t(n)^*) / \sum_{n=0}^{D_t-1} \text{Re}(r_t(n+D_t) r_t(n)^*) \right) \end{aligned}$$

<194> 수학식 16에서 보는 바와 같이, 1 종류의 훈련신호만을 이용할 경우에 반송파 주파수 오프셋 추정범위는 $|\hat{\epsilon}_t| < N/2D_t$ 이며, 만일 $D_t = D < N$ 이면 추정 범위는 $|\hat{\epsilon}_t| < N/2D$ 로 수학식 3에서와 같이 2단계 주파수 오프셋 동기화에서 짧은 훈련신호를 이용하여 추정한 결과와 동일하다. 또한 수학식 16에서 $D_t = N$ 이면 수학식 6의 2단계 주파수 오프셋 동기화에서 긴 훈련신호를 이용하여 추정한 결과인 $|\hat{\epsilon}_t| < 1/2$ 과 동일하다.

<195> 추정된 반송파 주파수 오프셋, $\hat{\epsilon}_t$ 로 훈련신호 및 데이터 심볼을 보상(S910)하면 다음과 같다.

<196> 【수학식 17】

$$y_t(n) = r_t(n) e^{\frac{-j2\pi\hat{\epsilon}_t n}{N}}$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} S_t(k) H_t(k) e^{\frac{j2\pi(k+\epsilon-\hat{\epsilon}_t)n}{N}} e^{\frac{j2\pi\epsilon\Delta t}{N}} + w_t(n) e^{\frac{-j2\pi\hat{\epsilon}_t n}{N}}$$

<197> $n=0, 1, 2, \dots, 2D_t-1$

<198> 수학식 17에서 훈련신호가 긴 훈련신호만으로 구성 즉, $D_t = N$ 인 경우에는 훈련신호를 이용하여 채널을 추정할 수 있으므로, 고속푸리에 변환 및 영강압 기준의 채널추정을 한다(S920). 여기에서 잡음의 영향은 무시하며, 추정된 반송파 주파수 오프셋으로 훈련신호를 보상했으므로 채널추정시 훈련신호에 남아있는 잔류 주파수 오프셋에 의한 영향은 다음 식과 같이 위상만 왜곡된 형태로 근사화될 수 있다.

<199> 【수학식 18】

$$\hat{H}_t(k) = \frac{\text{FFT}(y_t(n))}{S_t(k)}$$

$$\cong H_t(k) e^{\frac{j\pi(\epsilon-\hat{\epsilon})(N-1)}{N}} e^{\frac{j2\pi\epsilon\Delta t}{N}}$$

<200> $k=0, 1, \dots, N-1$

<201> 여기에서 $e^{j2\pi(\epsilon-\hat{\epsilon}_i)(N-1)/N}$ 은 잔류 주파수 오프셋에 의하여 발생하는 위상회전이다.

수학식 8에서와 같이 수학식 18에서도 채널 추정치, $\hat{H}_i(k)$ 는 초기 위상회전량

$(2\pi\epsilon\Delta t / N)$ 을 포함하므로, 채널 추정치를 이용하여 데이터 심볼을 보상하면, 미지의 초기 위상회전까지 보상할 수 있어 완전 디지털 보상이 가능하다.

<202> 또한 한 종류의 훈련신호를 이용하는 방식은 채널을 추정하는 위치와 보상하는 위치가 동일하기 때문에, 2단계 방식에서 부가적인 하드웨어를 줄이기 위해 채널을 추정하는 위치와 보상하는 위치를 다르게 함으로써 발생했던 위상회전이 발생하지 않는다.

<203> 보호구간이 포함된 i 번째 수신된 OFDM 데이터 심볼을 추정된 반송파 주파수 오프셋, $\hat{\epsilon}_i$ 로 보상하면 다음과 같이 표현된다.

<204> 【수학식 19】

$$\begin{aligned} y_i(\tilde{n}) &= r_i(n) e^{\frac{-j2\pi\hat{\epsilon}_i\tilde{n}}{N}} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} X_i(k) H_i(k) e^{\frac{j2\pi(k+\epsilon-\hat{\epsilon}_i)\tilde{n}}{N}} e^{\frac{j2\pi\{\epsilon\Delta t + (\epsilon-\hat{\epsilon}_i)n_t\}}{N}} + w_i(n) e^{\frac{-j2\pi\hat{\epsilon}_i\tilde{n}}{N}} \end{aligned}$$

<205> $\tilde{n}=0, 1, \dots, N+N_G-1$

<206> 여기에서 $X_i(k)$ 는 i 번째 데이터의 주파수영역의 신호이고, $H_i(k)$ 는 i 번째 데이터 심볼의 주파수 응답을 나타내며, n_t 는 반송파 주파수 오프셋 추정 시작점을 나타낸다.

<207> 주파수 오프셋 보상된 데이터 심볼을 고속푸리에 변환(S940) 후, 추정된 채널값으로 등화부(500)에서 i 번째 OFDM 데이터 심볼을 등화한다(S950). 이때, 잡음의 영향을 무시하고 훈련신호가 경험한 채널과 데이터열의 채널이 동일, 즉 $H_1(k)=H_i(k)$ 하다고 가

정하면 다음과 같이 간략화 시킬 수 있다.

<208> 【수학식 20】

$$\begin{aligned}\hat{X}_i(k) &= \frac{\text{FFT}(y_i(n))}{\hat{H}_i(k)} \\ &\cong \frac{X_i(k)H_i(k)e^{\frac{j2\pi(\varepsilon-\hat{\varepsilon}_i)\{N(i-1)+iN_G+n_i\}+j\pi(\varepsilon-\hat{\varepsilon})(N-1)}{N}}e^{\frac{j2\pi\varepsilon\Delta t}{N}}}{H_i(k)e^{\frac{j\pi(\varepsilon-\hat{\varepsilon})(N-1)}{N}}e^{\frac{j2\pi\varepsilon\Delta t}{N}}} \\ &= X_i(k)e^{\frac{j2\pi(\varepsilon-\hat{\varepsilon}_i)\{N(i-1)+iN_G+n_i\}}{N}}\end{aligned}$$

<209> 여기에서 $e^{j2\pi(\varepsilon-\hat{\varepsilon}_i)\{N(i-1)+iN_G+n_i\}/N}$ 은 i 번째 OFDM심볼의 보호구간을 제거함으로써 발생하는 초기 위상을 타나낸다. 수학식 20에서 데이터 심볼은 추정된 반송파주파수 오프셋으로 보상을 수행한 후의 결과이므로 잔류 주파수의 크기가 매우 작다.

<210> 2단계 방식에서의 수학식 11과 수학식 20을 비교하면, 1단계 방식에서의 수학식 11은 채널을 추정하는 위치와 보상을 시작하는 위치가 동일하기 때문에 $e^{j2\pi\varepsilon(n_d-n_r)/N}$ 의 위상회전이 발생하지 않는다. 그러나, 수학식 20에서 확인할 수 있듯이, 잔류 주파수 오프셋에 의한 위상회전은 심볼 인덱스 i 에 의해 비례적으로 증가하기 때문에, 일정 심볼 후에는 잔류 주파수 오프셋에 의한 영향이 심각해진다.

<211> 그래서, 매 데이터 심볼에 삽입되어 있는 파일럿 신호를 이용하여 잔류 주파수에 의한 위상회전을 보상하는 추적과정을 수행한다. 먼저, 파일럿 신호의 상호상관특성을 이용하여 잔류 주파수에 의한 위상회전을 추정(S960)하면 다음과 같다.

<212> 【수학식 21】

$$\hat{\phi}_i = \tan^{-1} \left(\sum_{p=0}^{P-1} \hat{X}_i(p) X_i(p)^* \right) \\ = \frac{2\pi(\epsilon - \hat{\epsilon}_i) \{N(i-1) + iN_G + n_i\}}{N}$$

<213> 여기에서 $\hat{X}_i(p)$ 은 수신신호에 $\hat{X}_i(k)$ 에 삽입된 p 번째 파일럿 신호를 나타내며, $X_i(p)$ 은 i 번째 전송한 OFDM 심볼의 p 번째 파일럿 신호를 나타낸다. 수학식 21에서 추정된 위상회전을 보상(S970)하면 다음과 같다.

<214> 【수학식 22】

$$\tilde{X}_i(k) = \hat{X}_i(k) e^{\frac{-j\hat{\phi}_i}{N}} \\ \cong X_i(k)$$

<215> 수학식 22에 나타난 바와 같이 $D_t=N$ 인 긴 훈련신호만을 사용하는 1 단계 방식의 경우에도 전술한 2단계 방식과 거의 동일한 과정을 통하여 완전 디지털 반송파 주파수 동기화 과정을 수행할 수 있음을 확인하였다.

<216> 한편, $D_t=D$ 인 짧은 훈련신호만을 사용하는 방식의 경우, 반송파 주파수 오프셋을 추정하고 보상하는 과정까지는 긴 훈련신호만 사용하는 경우와 동일하지만, 채널을 추정하기 위한 별도의 대책이 필요하다. 일반적으로, N 샘플 동안 N/D 번 반복되는 신호를 고속푸리에 변환하면 D 샘플만 0이 아닌 값을 지니고, 나머지 N-D 샘플은 0이 되기 때문에, 영강압을 기준으로 한 모든 부채널에 대해 짧은 훈련신호만으로 채널을 구할 수 없다. 이러한 경우, 보간법 등의 특수한 방법을 적용하여 채널을 추정하거나 채널 추정을 위한 별도의 훈련신호를 두어야 한다.

<217> 이상에서 설명한 바와 같이, 본 발명에 따른 직교주파수분할다중방식에서의 주파수

오프셋 동기화 장치 및 방법은 짧은 훈련신호와 긴 훈련신호를 2단계 방식과 긴 훈련신호만을 이용하는 1단계 방식에 관계없이 하드웨어와 과정을 동일하게 적용할 수 있으며, 짧은 훈련신호만을 이용하는 경우에도 채널추정을 위한 훈련신호가 별도로 존재할 경우 동일하게 적용할 수 있다.

<218> 이하, 본 발명에서 공통적으로 사용되는 아크탄젠트 함수 테이블과 제 1 및 제 2 지수함수 테이블의 구현방법을 설명한다.

<219> 본 발명에 따른 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치의 아크탄젠트 테이블(312-4)과 지수함수 테이블은 전체 장치의 하드웨어 복잡도와 연산의 정확도를 결정한다. 따라서, 테이블의 크기는 줄이고 정확도는 높여야 할 필요가 있다.

<220> 도 7은 아크탄젠트 테이블의 구성방법을 설명하기 위한 도면이다.

<221> 일반적으로 탄젠트 곡선은 $[-\pi \sim \pi]$ 범위에서 부호만 상이할 뿐 크기 곡선은 동일한 부분이 4번 반복된다. 따라서, $[0 \sim \pi/2]$ 까지를 테이블에 저장하고, 제 1 나눗셈부(312-3)의 실수부와 허수부 부호값에 따라 위상조절부(312-5)에서 출력되는 아크탄젠트 값을 변환한다.

<222> 이 때, $[0 \sim \pi/2]$ 를 출력으로 하는 아크탄젠트의 입력은 $[0 \sim \infty]$ 이다. 그러나, $[0 \sim 8]$ 의 입력 범위내에 아크탄젠트 출력의 90% 이상이 밀집되어 있으므로 도 7a에서 보는 바와 같이, 본 발명에서는 아크탄젠트의 입력을 $[0 \sim 8]$ 로 제한하며, 또한 아크탄젠트 곡선의 경사도에 따라 차등 샘플을 취하는 것을 바람직한 실시예로 제안한다.

<223> 한편, 수학식 3과 수학식 6에서 아크탄젠트하여 구한 위상에 $1/2\pi$ 를 곱하는 항이 나타나 있는데, 이 곱셈부(혹은 나눗셈부)를 제거하기 위해 아크탄젠트 테이블을 구성할

때, 미리 $1/2\pi$ 를 곱한 데이터를 저장한다. 결과적으로 본 발명의 아크탄젠트 출력의 범위는 $[0 \sim 1/4]$ 이 된다.

<224> 도 8은 위상조절부의 위상조절 방법을 설명하기 위한 도면이다. 전술한 바와 같이, 본 발명의 아크탄젠트 테이블은 $[-\pi \sim \pi]$ 범위 중, 단지 $[0 \sim \pi/2]$ 범위의 값만을 저장하고 있기 때문에, 도 8에서 보는 바와 같이, 나눗셈부(312-3)로부터 출력되는 적산된 데이터의 실수부와 허수부의 부호를 이용하여 위상조절부(312-5)는 최종적인 아크탄젠트의 출력을 결정한다.

<225> 여기에서, 위상을 조절하는 기준이 $1/2\pi$ 가 아니라 $1/2$ 인 이유는 아크탄젠트 테이블부(312-4)의 출력 범위가 $[0 \sim 1/4]$ 이기 때문이다. 한편, 아크탄젠트 함수를 구현할 때 수학식 3과 수학식 6의 차이는 수학식 3에 곱해져 있는 N/D 뿐이다. 즉, 코얼스 모드에서 주파수 오프셋을 추정할 때에는 아크탄젠트의 출력에 N/D 를 곱하여야 한다.

<226> 이를 위해, 코얼스 모드의 경우에는 위상조절부(312-5)에서 아크탄젠트의 출력을 왼쪽으로 2비트 이동시킨다. 이때, 아크탄젠트의 정확도를 감소시키지 않기 위해서는 2비트 이동시킴과 아울러 산술적 비트확장을 수행해야 한다.

<227> 이상과 같은 방법을 통하여, 본 발명의 아크탄젠트 테이블은 작은 하드웨어 복잡도를 가지며, 또한 코얼스 모드와 파인 모드에서 동일하게 사용할 수 있다. 게다가 나눗셈부(312-3)의 출력이 아크탄젠트 테이블의 주소와 일대일 대응을 이루므로 주소생성을 위한 별도의 부가적인 하드웨어가 필요하지 않다.

<228> 한편, 주파수 오프셋 보상부(320)의 출력은 다음과 같이 표현된다.

<229> 【수학식 23】

$$\begin{aligned} c(n) &= e^{\frac{-j2\pi\hat{\epsilon}n}{N}} \\ &= \cos(2\pi\hat{\epsilon}n/N) - j\sin(2\pi\hat{\epsilon}n/N) \end{aligned}$$

<230> 여기에서 $\hat{\epsilon}$ 은 추정된 주파수 오프셋으로 추정 모드에 따라

$\hat{\epsilon} = \hat{\epsilon}_c, \hat{\epsilon} = \hat{\epsilon}_f, \hat{\epsilon} = \hat{\epsilon}_f + \hat{\epsilon}_c, \hat{\epsilon} = \hat{\epsilon}_t$ 의 값을 갖는다. 수학식 23에서 나타난 바와 같이 지수함수 테이블은 사인(sin) 테이블과 코사인(cos) 테이블로 구성되며 매 클럭마다 출력값을 생성해야 한다.

<231> 도 9는 사인과 코사인 함수의 파형을 나타내는 도면으로서, 사인과 코사인 함수가 $[0 \sim 2\pi]$ 범위에서 값의 구성이 동일한 네 영역이 반복되는 것을 보여주고 있다. 도 9에 나타난 영역(region) 0, 즉 $[0 \sim \pi/2]$ 범위의 함수값만을 이용하여 지수함수 테이블을 구성하고, 다른 영역 즉 영역 1, 영역 2, 그리고 영역 3의 함수값은 영역 0의 함수값을 이용하여 구할 수 있다.

<232> 또한, 지수함수 테이블의 주소생성을 쉽게 하기 위하여, 지수함수 테이블의 입력값을 2π 로 정규화 하여 실제 테이블 입력범위가 $[0 \sim 1/4]$ 가 되도록 구성하는 것을 바람직한 실시예로 제안한다.

<233> 그러면, 수학식 14에서 2π 는 더 이상 의미가 없어지고, $\hat{\epsilon}n/N$ 이 사인과 코사인 테이블의 주소와 일대일로 대응되며, $\hat{\epsilon}n/N$ 이 1/4 보다 크게 되면 영역이 바뀌게 된다.

<234> 추정한 주파수 오프셋 $\hat{\epsilon}$ 는 매 클럭마다 제 2 누산부(322)에 누적되며, 제 2 누산부(322)가 지수함수 테이블의 주소를 생성한다. 이때, 비트 확장부(321)에서 N으로 미리 나누어 제 2 누산부(322)의 비트수를 고정시킬 수 있다.

<235> 이하, 이해를 돕기 위해 추정된 주파수 오프셋이 13비트로 표현되며, 소수점 위로 3비트가 존재하고, 최상위 비트는 부호비트라고 가정한다.

<236> 도 10은 비트확장부의 동작을 설명하기 위한 도면이다.

<237> 만약, 도 10에서 보이는 바와 같이 추정된 주파수 오프셋이 13비트로 표현된다고 하면, $N(=64)$ 으로 나누기 위해 소수점을 왼쪽으로 6비트 이동시킨다.

<238> 이제, 1/4인 점의 상위 비트는 사용되지 않으므로 제거하고, 15비트의 $\hat{\epsilon}/N$ 을 출력한다. 이때, 제 2 누산부(322)의 출력은 다음과 같이 표현된다.

<239> 【수학식 24】

$$\frac{\hat{\epsilon}n}{N} = \frac{\hat{\epsilon}(n-1)}{N} + \frac{\hat{\epsilon}}{N}$$

<240> 전술한 바와 같이, 본 발명의 사인과 코사인 테이블의 입력범위는 $[0 \sim 1/4]$ 이기 때문에, 제 2 누산부(322)의 출력이 이 범위를 넘으면 정확한 사인과 코사인 함수값을 얻을 수 없다. 그러나, 수학식 24에서 확인할 수 있듯이, 매 클럭마다 적산하기 때문에 제 2 누산부(322)의 출력은 계속 증가한다. 그래서, 제 1 영역제어부(323)에서 이 문제를 처리한다.

<241> 추정된 주파수 오프셋을 미리 N 으로 나눈 후, 제 2 누산부(322)에 입력하기 때문에 한 영역에서 인접 영역을 건너뛰어 다음 영역으로 갈 수 없다. 부연 설명하면, $n-1$ 까지 적산한 결과인 $\hat{\epsilon}(n-1)/N$ 이 영역 0에 있었다고 하면, n 까지 적산한 결과인 $\hat{\epsilon}n/N$ 은 영역 0 또는 영역 1에 존재할 수 있지만, 영역 3이나 영역 2에는 존재할 수 없다. 한 영역에서 다음 영역으로 영역의 천이를 판단하는 기준은 적산한 결과가 1/4 을 넘느냐 그렇지 않느냐에 따른다.

<242> 앞서 설명한 내용을 정리하면 다음과 같다.

<243> 【수학식 25】

$$\text{if } \frac{\hat{sn}}{N} \geq \frac{1}{4}$$

$$\frac{\hat{sn}}{N} = \frac{\hat{sn}}{N} - \frac{1}{4}$$

<245> region=region+1

<246> else

$$\frac{\hat{sn}}{N} = \frac{\hat{sn}}{N}$$

<248> end

<249> 여기서 region 은 현재의 영역을 나타낸다.

<250> 제 1 영역제어부(323)는 제 2 누산부(322)의 출력을 확인하여 1/4 보다 작은 경우에는 그냥 출력한다. 그리고, 제 2 누산부(322)의 출력이 1/4 보다 크면 1/4 을 뺀 값을 출력한 후, 영역을 다음 영역으로 천이시킨다.

<251> 도 10을 참조하면, 실제 하드웨어 구현시에 1/4 인 비트인 14번 비트가 '1'이면 제 2 누산부(322)의 출력은 1/4 보다 크므로, 14번 비트를 '0'으로 리셋하고 영역을 이동시키므로 제 1 영역제어부(323)를 간단하게 구현할 수 있다.

<252> 한편, 지수함수 테이블에 저장된 영역 0의 값으로 부호만 반대인 영역 2의 함수값을 구하는 것은 간단하다. 그러나, 영역 1이나 영역 3의 함수값과 같이 서로 대칭되어 있는 함수의 값은 테이블을 이용하여 바로 구할 수는 없지만, 코사인 값은 사인 테이블에서 구할 수 있으며, 사인 값은 코사인 테이블에서 구할 수 있다. 또한, 테이블을 바꾸

지 않고서도 비교적 간단하게 구할 수 있다.

<253> 이에, 도 11에 나타난 바와 같이 테이블 크기가 4인 경우에 대해 설명함으로써 앞의 문제를 설명하고자 한다. 도 11은 사인과 코사인 테이블에서 영역에 따른 주소생성 방법을 설명하기 위한 도면이다.

<254> 제 2 누산부(322)의 출력이 영역 0에 있고 그 값이 11이라면, 다음 제 2 누산부(322)의 출력은 100이 되므로 제 1 영역제어부(323)에서 영역처리를 수행한다. 따라서, 제 1 영역제어부(323)의 출력은 00이 되고 영역은 영역 1이 된다. 그러나, 테이블의 00번지의 값은 0이므로 실제로 11번지의 값이 출력되어야 하는 소기의 목적을 이룰 수 없다.

<255> 한편, 도 7에서 확인할 수 있듯이, 영역 1에서 00번지의 데이터는 지수함수 테이블의 11번지의 데이터와 동일하고, 영역 1에서 10번지의 데이터는 지수함수 테이블의 01번지와 동일하다. 즉, 영역이 홀수 영역인 영역 1, 영역3에 있을 경우에 제 2 누산부(322)의 출력을 보수화 하여 지수함수 테이블의 주소로 입력해야 한다. 이러한 방법을 통해, 영역 0으로만 이루어진 룩업 테이블을 이용하여 모든 영역의 함수 값을 구할 수 있다.

<256> 위에서 설명한 바와 같이, 주파수 오프셋 보상부를 구현함으로써 하드웨어 면적을 크게 줄일 수 있다.

<257> 한편, 도 1e는 파일럿 신호의 허수부가 0이고 실수부가 0, 1, -1로 구성된 잔류위상 추적부의 구현을 설명하는 도면이다.

<258> 도 1e를 참조하면, 잔류위상 보상부(620)는 주파수 오프셋 동기화부(300)와 매우 유사한 구조를 지닌다. 추정부(310)는 초기 동기시에만 사용되므로, 위에서 설명한 바와

같이 잔류위상 추적부(600)에서 공유(share)하여 사용할 수 있다.

<259> 만일 IEEE 802.11a 무선 LAN 모델과 같이 파일럿 신호가 허수부는 0이고, 실수부가 0, 1, -1만으로 구성될 경우, 제 1 복소곱셈부(312-1)를 부호변환부(313)로 대체할 수 있다. 즉, 부호변환부(313)는 실수부가 0이면 0을 출력하고, 1이면 입력 데이터를 그대로 출력하며, -1인 경우에는 입력 데이터의 부호를 바꿔서 출력한다.

<260> 반면, 잔류위상 보상부(620)는 주파수 오프셋 보상부(320)와 사인 및 코사인 테이블만이 동일할 뿐 그외 블록은 다르다. 그리고, 주파수 오프셋 보상부(320)는 지속적으로 입력 데이터 심볼을 보상해야 하므로 잔류위상 보상부(620)에서 공유할 수 없다. 그래서, 잔류위상 보상부(620)는 사인 및 코사인 테이블을 가지고 있어야 하지만, 사인 및 코사인 테이블에 입력되는 위상은 한 심볼동안 변하지 않으므로 주파수 오프셋 보상부(320)보다 간단하게 구성할 수 있다.

<261> 이상의 본 발명은 상기에 기술된 실시예들에 의해 한정되지 않고, 당업자들에 의해 다양한 변형 및 변경을 가져올 수 있으며, 이는 첨부된 청구항에서 정의되는 본 발명의 취지와 범위에 포함된다.

【발명의 효과】

<262> 이상에서 살펴본 바와 같이 본 발명은, 파인 모드와 코얼스 모드를 결합한 2단계 방식으로 추정범위를 $|\hat{\epsilon}| < N/2D$ 로 확장함과 동시에, 추정의 정확도를 높일 수 있다. 그리고, 추정한 주파수 오프셋을 디지털 영역에서 데이터 심볼에 바로 보상함으로써, 반송파 주파수 오프셋 동기화를 완전 디지털 영역에서 처리한다.

<263> 또한, 한 종류의 훈련신호만을 사용하는 1단계 방식의 경우에도 2단계 방식의 하드

웨어를 그대로 적용할 수 있다.

<264> 그리고, 초기 위상 회전량, $2\pi\epsilon\Delta t/N$ 는 데이터 심볼에도 존재하지만, 채널을 추정할 때 초기 위상 회전량도 함께 추정되므로 주파수영역 등화기에서 보상이 가능하다.

<265> 데이터 심볼의 반송파 주파수 오프셋 보상시점이 채널추정 시점과 다름으로 인하여 발생하는 위상회전, $j2\pi\epsilon(n_d - n_r)/N$ 은 추적모드의 잔류위상부에서 잔류 주파수에 의해 발생하는 위상회전과 함께 추정 및 보상되므로, 디지털 영역에서 반송파 주파수 오프셋을 완전히 동기화할 수 있다.

<266> 또한, 추정부와 반송파 주파수 오프셋 보상부를 위에서 설명한 바와 같이 공유하여 사용하여 적은 하드웨어로 구성하고, 추적모드의 잔류위상 추적부에서도 공유하여 사용하게 함으로써, 전체 반송파 주파수 오프셋 동기화 장치의 하드웨어 면적의 감소 및 속도의 증가를 기대할 수 있다..

<267> 주파수 오프셋의 추정 및 동기화를 완전 디지털 영역에서 처리함으로써, 회로를 아날로그부와 분리할 수 있으며, 비용절감 및 회로의 고집적화가 가능한 이점이 있다.

【특허청구범위】**【청구항 1】**

수신신호의 훈련신호에 포함된 주파수 오프셋을 추정 및 보상한 다음 고속푸리에 변환과 채널추정을 하고, 상기 수신신호의 데이터 심볼을 추정된 주파수 오프셋으로 보상한 다음 고속푸리에 변환하며, 고속푸리에 변환된 데이터 심볼의 잔류위상을 추정 및 보상하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치.

【청구항 2】

제 1항에 있어서, 상기 주파수 오프셋을 디지털 영역에서 추정 및 보상하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치.

【청구항 3】

제 1항 또는 제 2항에 있어서,

주파수 오프셋 및 잔류위상 처리를 제어하는 신호를 출력하는 제어부와;

상기 제어신호에 따라서 상기 수신신호의 주파수 오프셋 및 잔류위상을 추정하고, 추정된 주파수 오프셋으로 상기 수신신호를 보상하는 주파수 오프셋 동기화부와;

상기 고속푸리에 변환된 데이터 심볼의 파일럿 신호를 추출하여 상기 주파수 오프셋 동기화부에 출력하고, 상기 주파수 오프셋 동기화부에서 추정된 잔류위상으로 상기 데이터 심볼을 보상하는 잔류위상 추적부를 포함하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치.

【청구항 4】

제 3항에 있어서, 상기 주파수 오프셋 동기화부는

상기 수신신호에 포함된 훈련신호가 두 종류일 경우, 짧은 훈련신호의 주파수 오프셋을 추정하여 긴 훈련신호의 주파수 오프셋을 보상(코얼스 모드)하고, 상기 보상된 긴 훈련신호의 주파수 오프셋을 재추정하여 재보상(파인모드)하는 것을 특징으로 하는 직교 주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치.

【청구항 5】

제 3항에 있어서, 상기 주파수 오프셋 동기화부는

상기 수신신호에 포함된 훈련신호가 한 종류일 경우, 상기 훈련신호의 주파수 오프셋을 추정하여 상기 훈련신호를 보상하고, 추정된 주파수 오프셋으로 상기 데이터 심볼을 보상하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치.

【청구항 6】

제 4항에 있어서, 상기 주파수 오프셋 동기화부는

상기 파인 모드와 상기 코얼스 모드에서 추정한 주파수 오프셋을 더한 결과로 상기 데이터 심볼을 보상하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치.

【청구항 7】

제 3항에 있어서, 상기 주파수 오프셋 동기화부는

상기 수신신호의 주파수 오프셋 및 잔류위상을 추정하는 추정부와;

상기 제어신호에 따라 추정된 주파수 오프셋 및 잔류위상을 선택적으로 출력하는 제 1 디멀티플렉서부와;

상기 제 1 디멀티플렉서부에서 출력된 주파수 오프셋을 더하는 덧셈부와;

상기 제 1 디멀티플렉서부와 상기 덧셈부에서 출력된 주파수 오프셋으로 상기 수신 신호와 상기 데이터 심볼을 보상하는 주파수 오프셋 보상부와;

상기 제어신호에 따라서 상기 주파수 오프셋 보상부에서 출력된 신호를 선택적으로 출력하는 제 2 디멀티플렉서부를 포함하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치.

【청구항 8】

제 7항에 있어서, 상기 추정부는

상기 훈련신호의 샘플을 지연하여 미리 지정된 훈련신호와 그 다음 훈련신호의 공액복소수를 동시에 출력하는 쉬프트 레지스터부와;

상기 쉬프트 레지스터부에서 출력되는 신호의 주파수 오프셋을 추정하고, 상기 잔류위상 추적부로부터 입력되는 신호의 잔류위상을 추정하는 선택추정부를 포함하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치.

【청구항 9】

제 8항에 있어서, 상기 선택추정부는

상기 쉬프트 레지스터부 또는 상기 잔류위상 추적부로부터 입력되는 신호를 복소곱셈 연산하는 제 1 복소 곱셈부와;

상기 복소곱셈 연산된 샘플을 적산하는 제 1 누산부와;

상기 적산된 값의 실수부와 허수부의 비를 구하여 아크탄젠트 테이블 주소를 생성하는 나눗셈부와;

· 미리 지정한 간격으로 샘플링하여 저장한 아크탄젠트 값을 상기 아크탄젠트 테이블 주소에 따라서 출력하는 아크탄젠트 테이블부와;

상기 제 1 누산부의 적산값 부호를 확인하고, 상기 아크탄젠트 값을 해당 영역의 값으로 변환하여 추정된 주파수 오프셋을 출력하는 위상조절부를 포함하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치.

【청구항 10】

제 9항에 있어서, 상기 아크탄젠트 테이블부는 아크탄젠트 값을 미리 지정된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 아크탄젠트 테이블로 저장한 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치.

【청구항 11】

제 7항에 있어서, 상기 주파수 오프셋 보상부는

상기 추정된 주파수 오프셋을 미리 지정된 크기로 나누는 비트 확장부와;

상기 비트 확장부에서 나누어진 각 샘플의 주파수 오프셋을 누적하여 제 1 지수함수 테이블 주소를 생성하는 제 2 누산부와;

상기 비트 확장부의 부호값을 확인하고, 상기 제 1 지수함수 테이블 주소를 해당 영역의 주소값으로 변환하여 출력하는 제 1 영역 제어부와;

미리 지정한 간격으로 샘플링하여 저장한 지수함수 값을 상기 제 1 영역 제어부에서 출력되는 주소값에 따라 출력하는 제 1 지수함수 테이블부와;

상기 제 1 지수함수 테이블부로부터 출력되는 지수함수 값을 상기 훈련신호 또는

상기 데이터 심볼과 곱하여 주파수 오프셋 보상하는 제 2 복소 곱셈부를 포함하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치.

【청구항 12】

제 11항에 있어서, 상기 제 1 지수함수 테이블부는 사인과 코사인 값을 미리 지정된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 제 1 지수함수 테이블로 저장한 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치.

【청구항 13】

제 12항에 있어서, 상기 제 1 영역 제어부는

상기 제 2 누산부의 출력값이 미리 지정된 값보다 크면, 상기 출력값에서 미리 지정된 값을 뺀 결과에 해당하는 주소값을 출력하고, 현재 주소영역을 다음 영역으로 천이하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치.

【청구항 14】

제 12항에 있어서, 상기 제 1 영역 제어부는

대칭되는 영역의 사인 또는 코사인 값을 구하기 위해 상기 제 2 누산부의 출력값을 보수처리하여 출력하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치.

【청구항 15】

제 7항에 있어서, 상기 잔류위상 추적부는

상기 선택추정부를 이용하여 잔류위상을 추정하는 것을 특징으로 하는 직교주파수 분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치.

【청구항 16】

제 3항에 있어서, 상기 잔류위상 추적부는

상기 고속푸리에 변환된 데이터 심볼로부터 파일럿 신호를 추출하여 상기 주파수 오프셋 동기화에 출력하는 파일럿 추출부와;

상기 주파수 오프셋 동기화부에서 추정된 데이터 심볼의 잔류위상으로 상기 데이터 심볼을 보상하는 잔류위상 보상부를 포함하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치.

【청구항 17】

제 16항에 있어서, 상기 잔류위상 보상부는

상기 주파수 오프셋 동기화부에서 출력된 잔류위상 값에 해당하는 제 2 지수함수 테이블 주소를 출력하는 제 2 영역 제어부와;

미리 지정한 시간간격으로 샘플링하여 저장한 지수함수 값을 상기 제 2 지수함수 테이블 주소에 따라 출력하는 제 2 지수함수 테이블부와;

상기 제 2 지수함수 테이블부로부터 출력되는 지수함수 값을 보상된 데이터 심볼과 곱하여 잔류위상을 보상하는 제 3 복소 곱셈부를 포함하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치.

【청구항 18】

제 17항에 있어서, 상기 제 2 지수함수 테이블부는 사인과 코사인 값을 미리 지정

된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 제 2 지수함수 테이블로 저장한 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치.

【청구항 19】

제 18항에 있어서, 상기 제 2 영역 제어부는

상기 주파수 오프셋 동기화부로부터 출력된 출력값이 미리 지정된 값보다 크면, 상기 출력값에서 미리 지정된 값을 뺀 결과에 해당하는 주소를 출력하고, 현재 주소영역을 다음 영역으로 천이하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치.

【청구항 20】

제 18항에 있어서, 상기 제 2 영역 제어부는

대칭되는 영역의 사인 또는 코사인 값을 구하기 위해 상기 주파수 오프셋 동기화부의 출력값을 보수처리하여 출력하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치.

【청구항 21】

수신신호의 훈련신호에 포함된 주파수 오프셋을 추정 및 보상한 다음 고속푸리에 변환과 채널추정을 하고, 상기 수신신호의 데이터 심볼을 추정된 주파수 오프셋으로 보상한 다음 고속푸리에 변환하며, 고속푸리에 변환된 데이터 심볼의 잔류위상을 추정 및 보상하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 방법.

【청구항 22】

제 21항에 있어서, 주파수 오프셋을 디지털 영역에서 추정 및 보상하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 방법.

【청구항 23】

제 21항 또는 제 22항에 있어서,

(A) 상기 훈련신호의 주파수 오프셋을 추정하여 보상하고, 고속푸리에 변환 및 채널추정하는 단계와;

(B) 상기 수신신호의 데이터 심볼을 상기 (A)단계에서 추정한 주파수 오프셋으로 보상하고 고속푸리에 변환한 다음, 상기 (A)단계에서 추정한 채널로 상기 데이터 심볼을 보상하는 단계와;

(C) 채널보상된 데이터 심볼의 잔류위상을 추정하여 보상하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 방법.

【청구항 24】

제 23항에 있어서, 상기 (A)단계는, 상기 수신신호에 포함된 훈련신호가 두 종류일 경우,

(A1) 짧은 훈련신호를 이용하여 주파수 오프셋을 추정하고, 추정한 주파수 오프셋으로 긴 훈련신호를 보상(코얼스 모드)하는 단계와;

(A2) 상기 A1단계에서 주파수 오프셋을 보상한 긴 훈련신호의 주파수 오프셋을 재추정하여 다시 긴 훈련신호를 보상(파인모드)하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 방법.

【청구항 25】

제 24항에 있어서, 상기 (B)단계는

상기 파인 모드와 상기 코일스 모드에서 추정된 주파수 오프셋을 더한 결과로 상기 데이터 심볼을 보상하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 방법.

【청구항 26】

제 24항에 있어서, 상기 (A1)단계는

(A1-1) 상기 짧은 훈련신호의 샘플을 지연하여 복소곱셈 연산 및 적산하고, 상기 적산된 값의 실수부와 허수부의 비를 구하여 아크탄젠트 테이블 주소를 생성하는 단계와 ;

(A1-2) 상기 적산값의 부호를 확인하고, 상기 아크탄젠트 테이블 주소에 따른 아크탄젠트 값을 해당 영역의 값으로 변환하여 추정된 주파수 오프셋을 출력하는 단계와;

(A1-3) 상기 추정된 주파수 오프셋을 미리 지정된 크기로 나누어 적산하고 제 1 지수함수 테이블 주소를 생성하는 단계와;

(A1-4) 상기 (A1-3)단계에서 적산한 부호값을 확인하여 상기 제 1 지수함수 테이블 주소를 해당 영역의 주소값으로 변환한 다음, 변환된 주소에 해당하는 지수함수 값을 출력하는 단계와;

(A1-5) 상기 (A1-4)단계에서 출력된 지수함수 값을 상기 긴 훈련신호와 곱하여 주파수 오프셋 보상하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 방법.

【청구항 27】

제 26항에 있어서, 상기 (A1-1)단계는

아크탄젠트 값을 미리 지정된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 아크탄젠트 테이블로 미리 저장하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 방법.

【청구항 28】

제 26항에 있어서, 상기 (A1-3)단계는

대칭되는 영역의 사인 또는 코사인 값을 구하기 위해 상기 생성한 주소값을 보수처리하여 출력하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 방법.

【청구항 29】

제 26항에 있어서, 상기 (A1-4)단계는

사인과 코사인 값을 미리 지정된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 제 1 지수함수 테이블로 미리 저장하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 방법.

【청구항 30】

제 26항에 있어서, 상기 (A1-4)단계는

상기 적산값이 미리 지정된 값보다 크면, 상기 적산값에서 미리 지정된 값을 뺀 결과에 해당하는 주소의 사인과 코사인 값을 출력하고, 현재 주소영역을 다음 영역으로 천이하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 방법.

【청구항 31】

제 24항에 있어서, 상기 (A2)단계는

(A2-1) 상기 주파수 보상된 긴 훈련신호의 샘플을 지연하여 복소곱셈 연산 및 적산하고, 상기 적산된 값의 실수부와 허수부의 비를 구하여 아크탄젠트 테이블 주소를 생성하는 단계와;

(A2-2) 상기 적산값의 부호를 확인하고, 상기 아크탄젠트 테이블 주소에 따른 아크탄젠트 값을 해당 영역의 값으로 변환하여 추정된 주파수 오프셋을 출력하는 단계와;

(A2-3) 상기 추정된 주파수 오프셋을 미리 지정된 크기로 나누어 적산하고 제 1 지수함수 테이블 주소를 생성하는 단계와;

(A2-4) 상기 (A2-3)단계에서 적산한 부호값을 확인하고, 상기 제 1 지수함수 테이블 주소를 해당 영역의 주소값으로 변환하여 지수함수 값을 출력하는 단계와;

(A2-5) 상기 (A2-4)단계에서 출력된 지수함수 값을 상기 (A1) 단계에서 주파수 보상된 긴 훈련신호와 곱하여 주파수 오프셋 보상하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 방법.

【청구항 32】

제 31항에 있어서, 상기 (A2-1)단계는

아크탄젠트 값을 미리 지정된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 제 1 아크탄젠트 테이블로 미리 저장하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 방법.

【청구항 33】

제 31항에 있어서, 상기 (A2-3)단계는

대칭되는 영역의 사인 또는 코사인 값을 구하기 위해 상기 생성한 주소값을 보수처리하여 출력하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 방법.

【청구항 34】

제 31항에 있어서, 상기 (A2-4)단계는

사인파 코사인 값을 미리 지정된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 지수함수 테이블로 미리 저장하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 방법.

【청구항 35】

제 31항에 있어서, 상기 (A2-4)단계는

상기 적산값이 미리 지정된 값보다 크면, 상기 적산값에서 미리 지정된 값을 뺀 결과에 해당하는 주소의 사인파 코사인 값을 출력하고, 현재 주소영역을 다음 영역으로 천이하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 방법.

【청구항 36】

제 23항에 있어서, 상기 (C)단계는

(C1) 상기 보상된 데이터 심볼로부터 파일럿 신호를 추출하여 복소곱셈 연산 및 적산하고, 상기 적산된 값의 실수부와 허수부의 비를 구하여 아크탄젠트 테이블 주소를 생성하는 단계와;

(C2) 상기 적산값의 부호를 확인하고, 상기 아크탄젠트 테이블 주소에 따른 아크탄젠트 값을 해당 영역의 값으로 변환하여 추정된 잔류위상을 출력하는 단계와;

(C3) 상기 (C2)단계에서 추정된 잔류위상에 따라 제 2 지수함수 테이블 주소를 생성하고 해당 지수함수 값을 출력하는 단계와;

(C4) 상기 (C3)단계에서 출력된 지수함수 값을 상기 데이터 심볼과 곱하여 잔류위상을 보상하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 방법.

【청구항 37】

제 36항에 있어서, 상기 (C1)단계는

아크탄젠트 값을 미리 지정된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 아크탄젠트 테이블로 미리 저장하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 방법.

【청구항 38】

제 36항에 있어서, 상기 (C3)단계는

사인과 코사인 값을 미리 지정된 영역으로 나눈 다음, 그 중 한 영역을 미리 지정된 값으로 나누어 제 2 지수함수 테이블로 미리 저장하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 방법.

【청구항 39】

제 36항에 있어서, 상기 (C3)단계는

상기 적산값이 미리 지정된 값보다 크면, 상기 적산값에서 미리 지정된 값을 뺀 결

과에 해당하는 주소의 사인과 코사인 값을 출력하고, 현재 주소영역을 다음 영역으로 천이하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 방법.

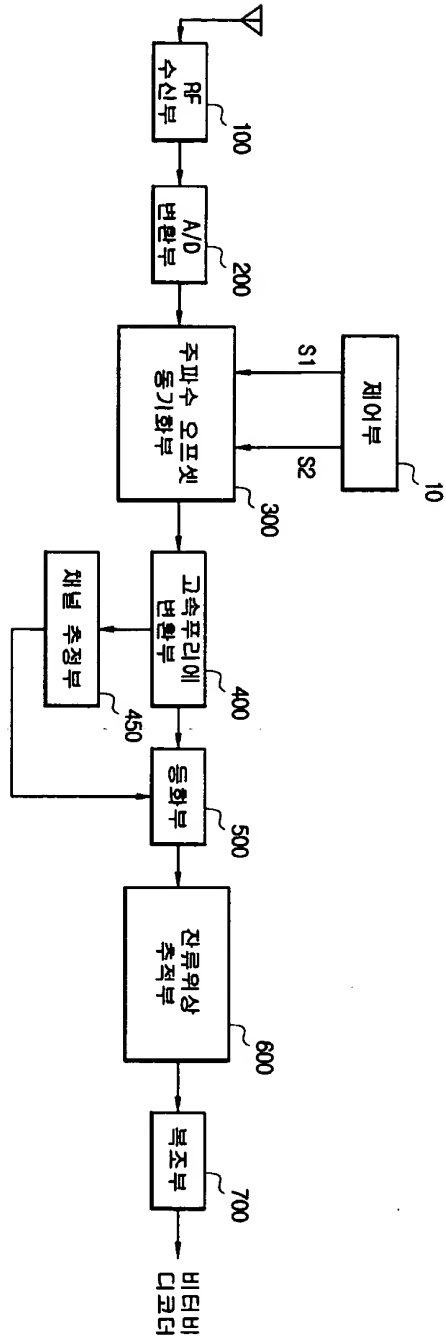
【청구항 40】

제 36항에 있어서, 상기 (C3)단계는

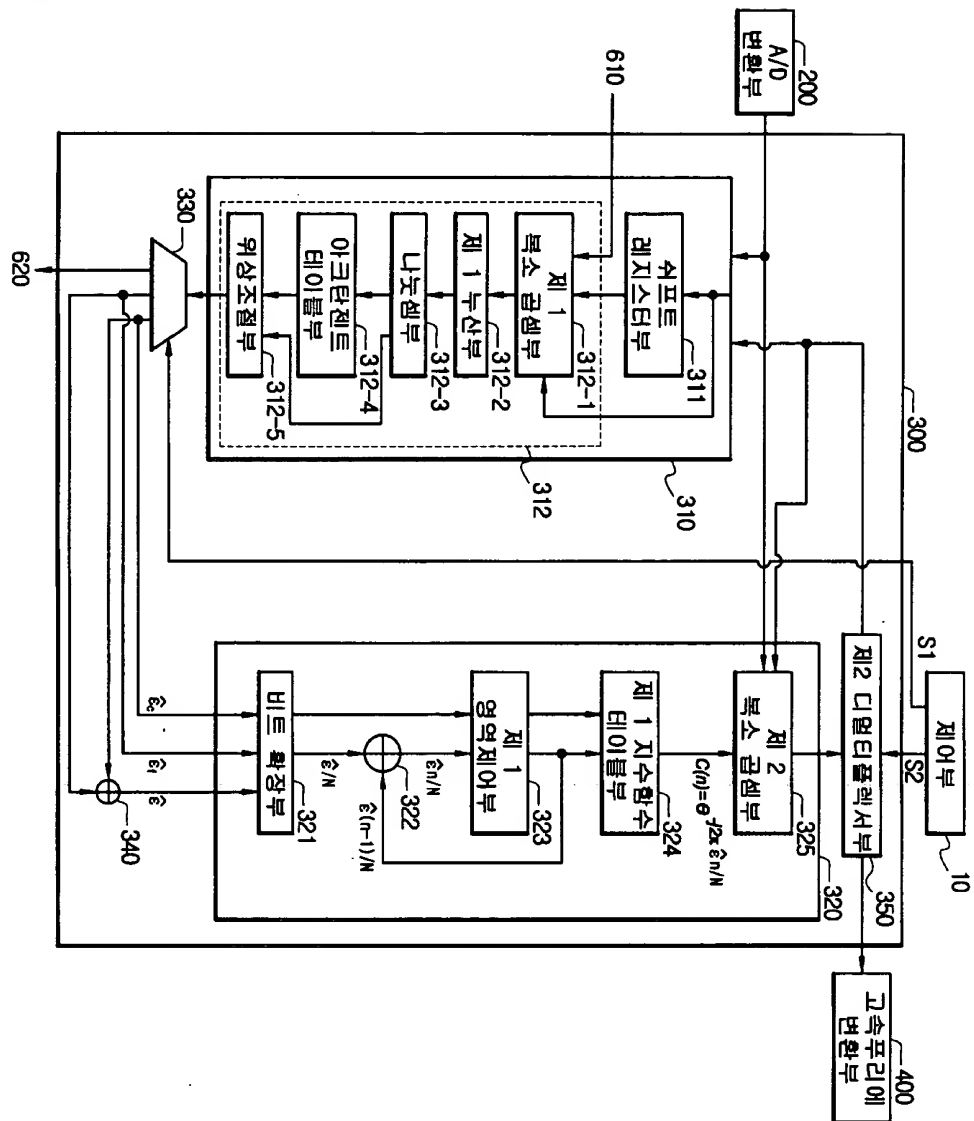
대칭되는 영역의 사인 또는 코사인 값을 구하기 위해 상기 생성한 주소값을 보수처리하여 사인과 코사인 값을 출력하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 방법.

【도면】

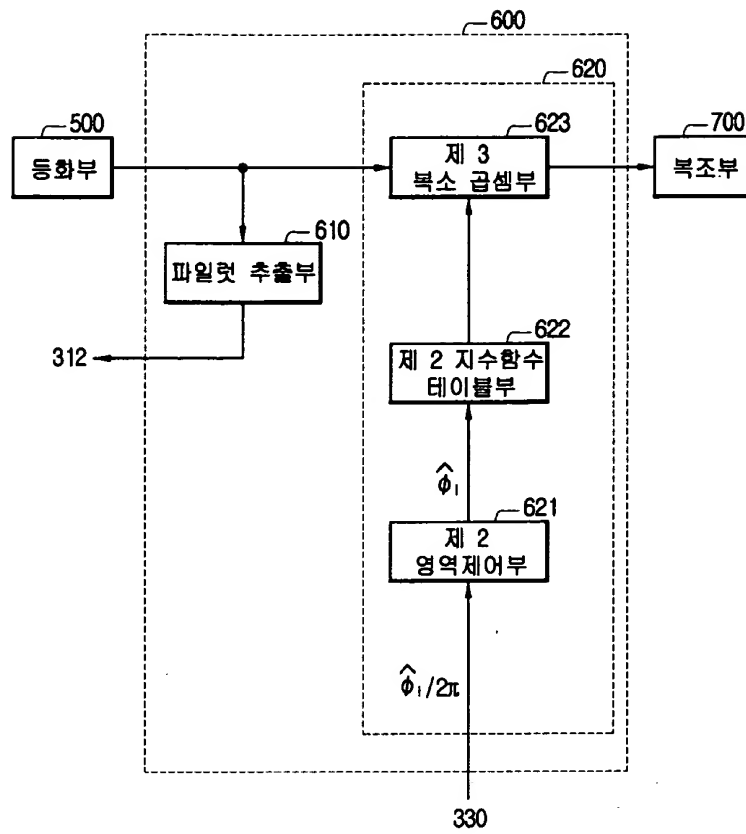
【도 1a】



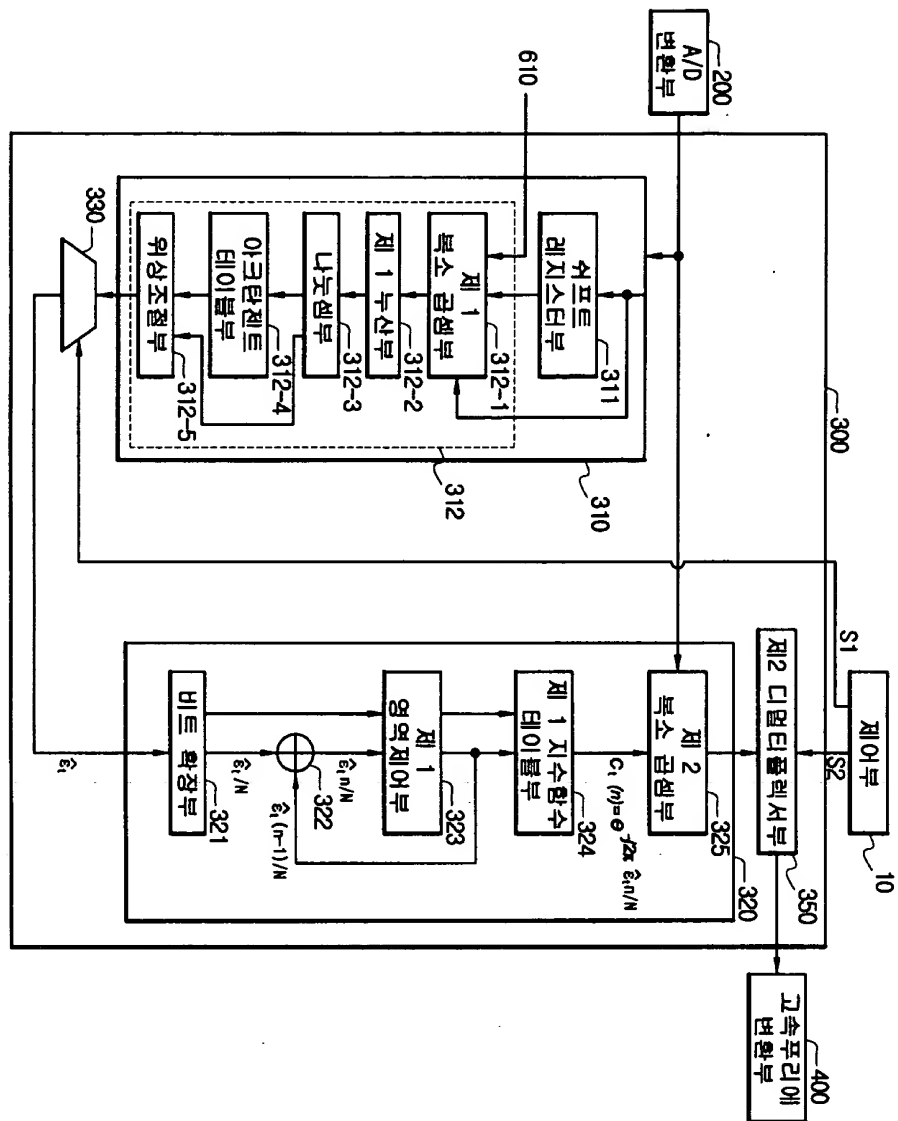
【도 1b】



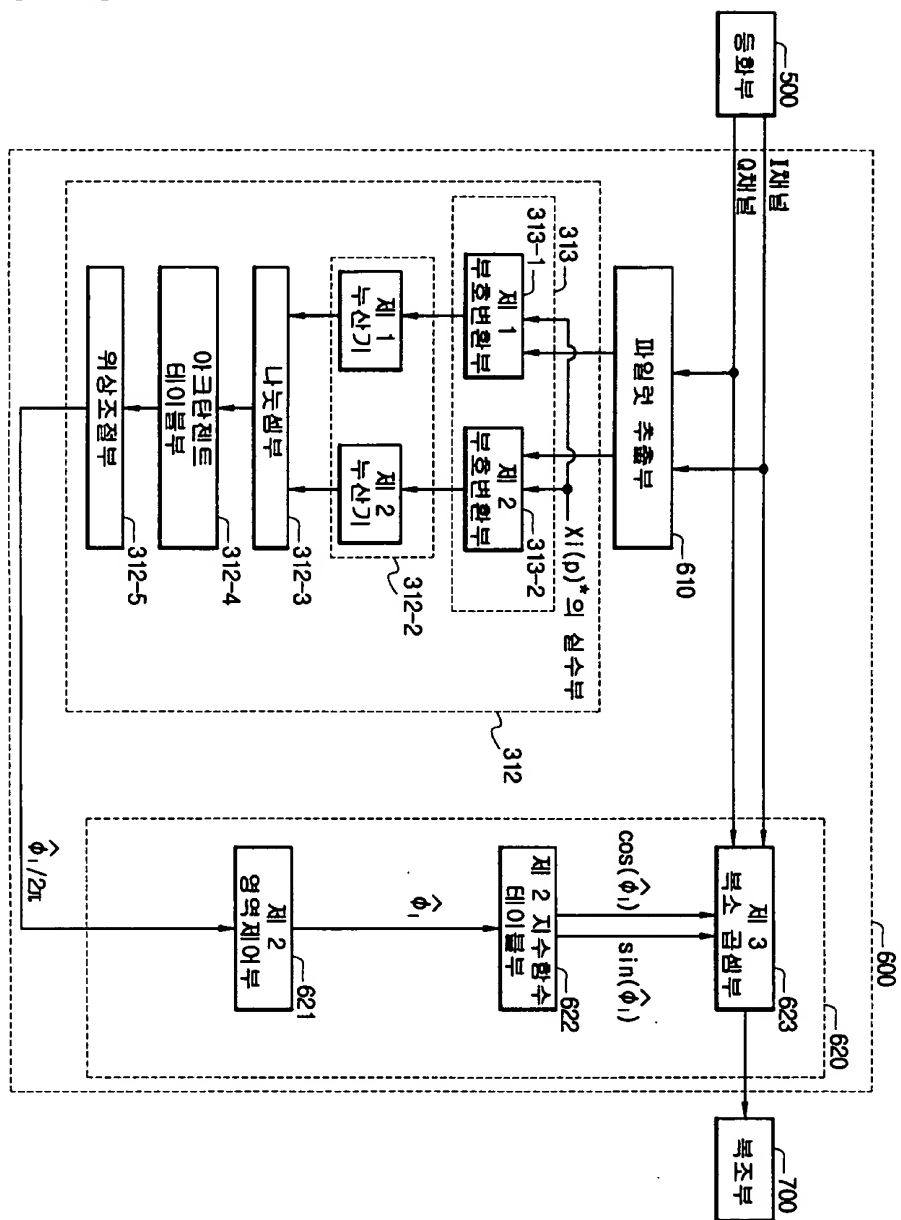
【도 1c】



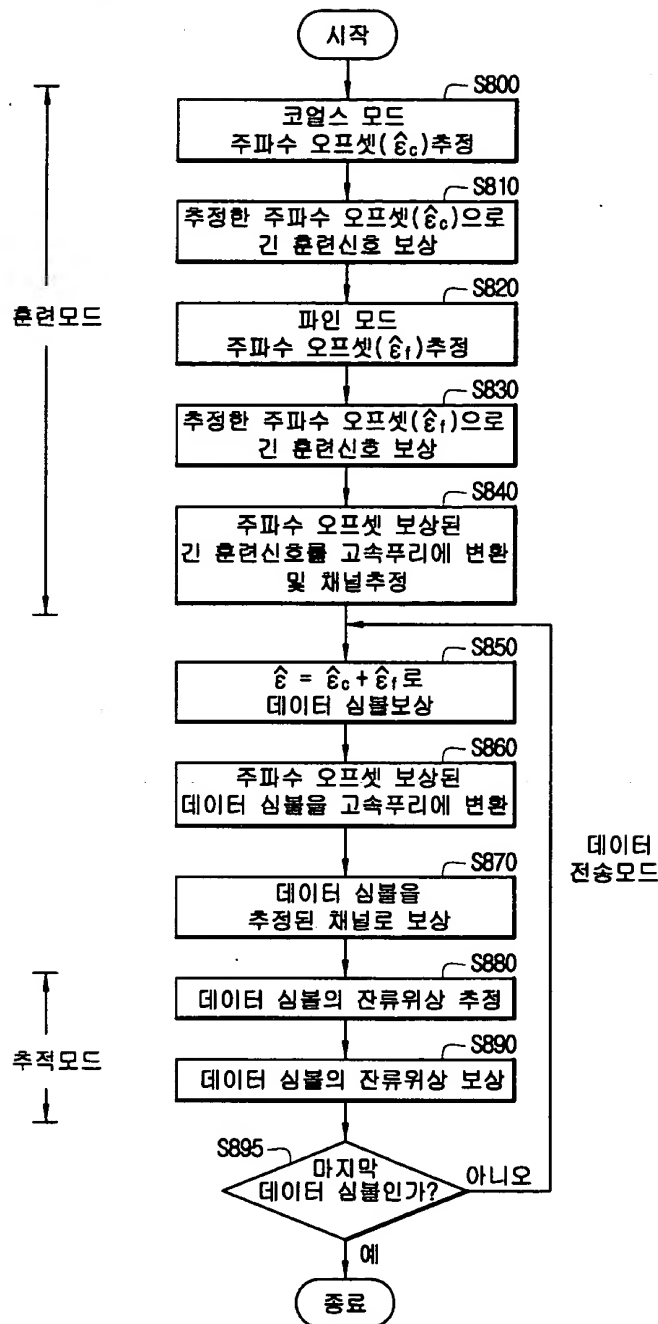
【도 1d】



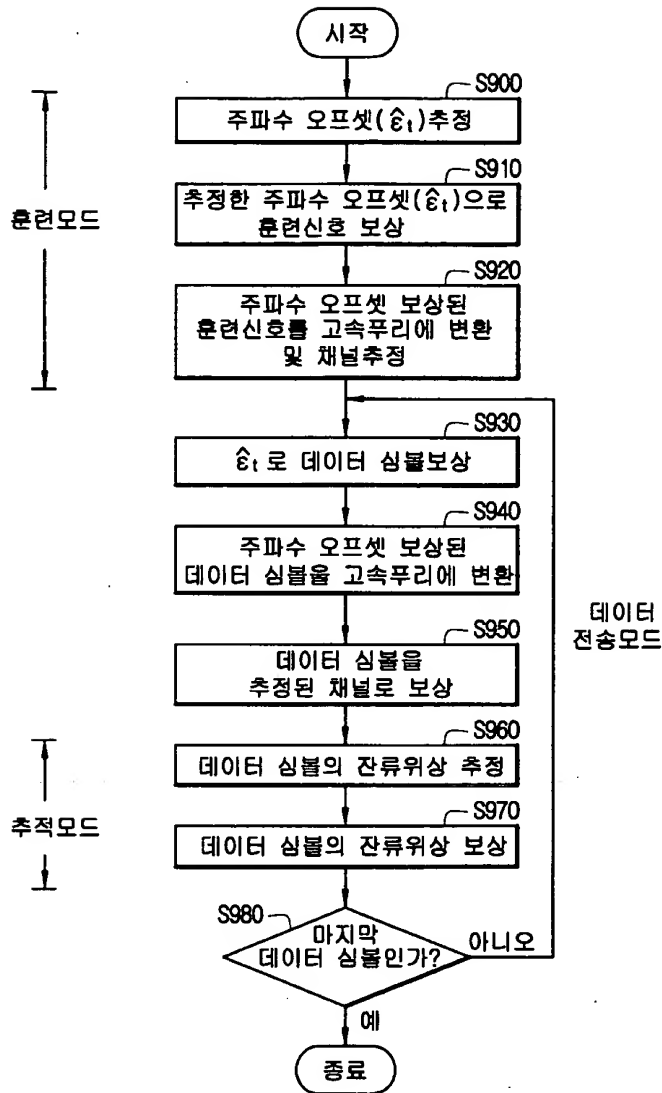
【도 1e】



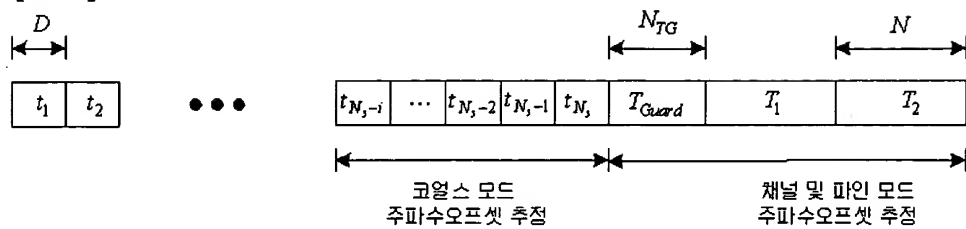
【도 2a】



【도 2b】

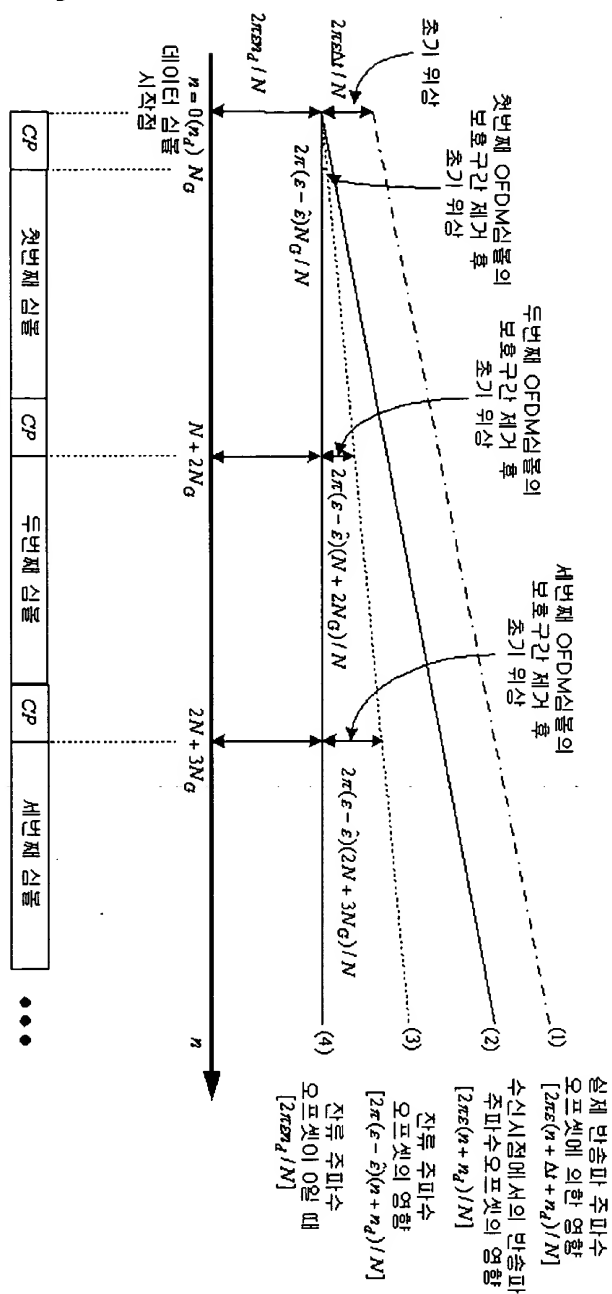


【도 3】

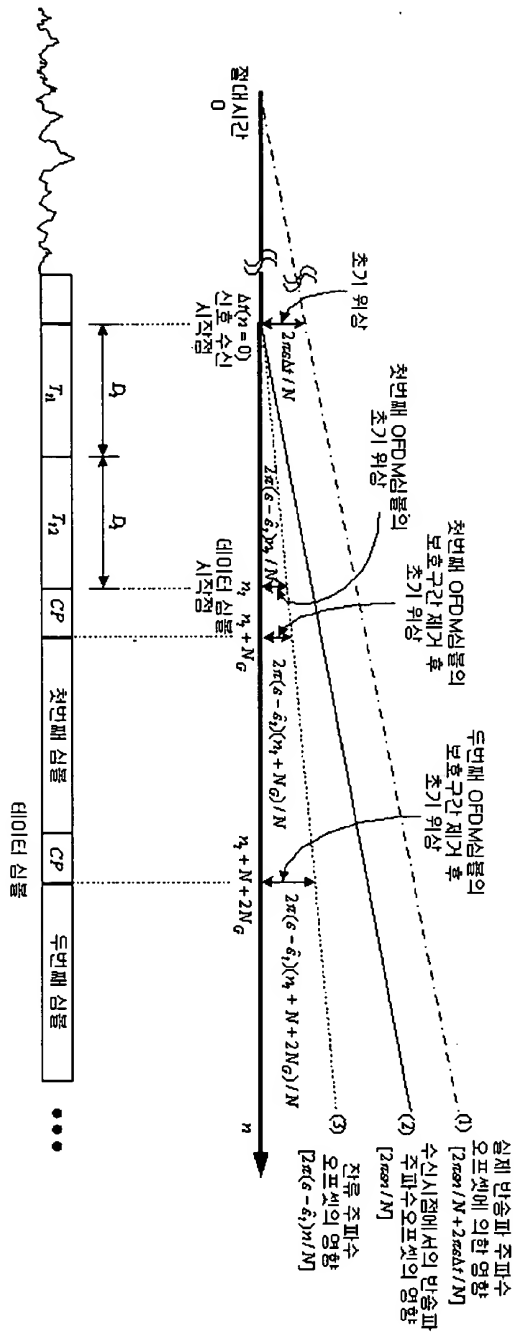




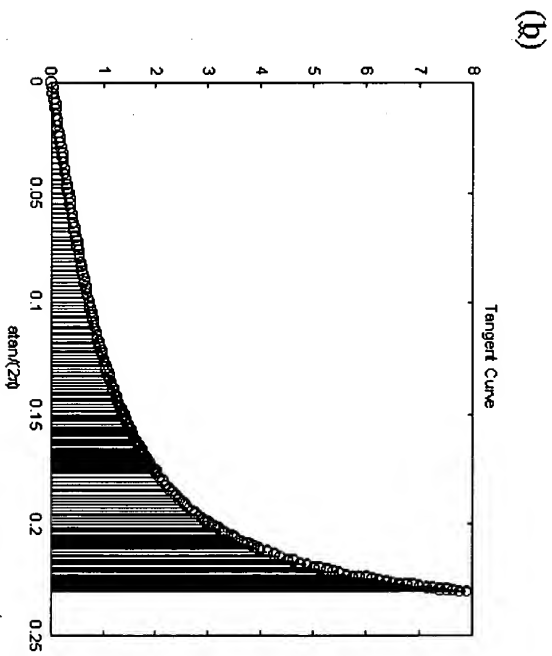
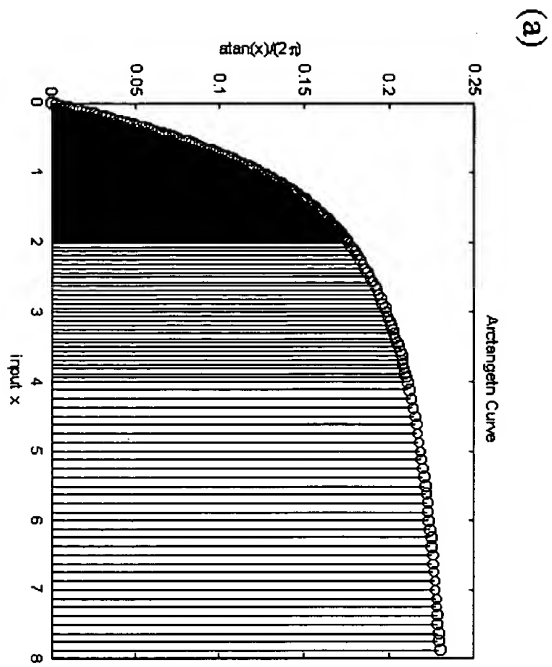
테이터 식품



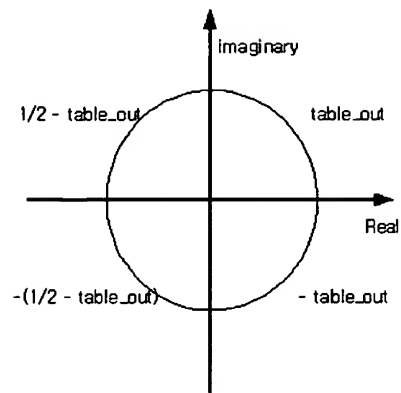
【나 6】



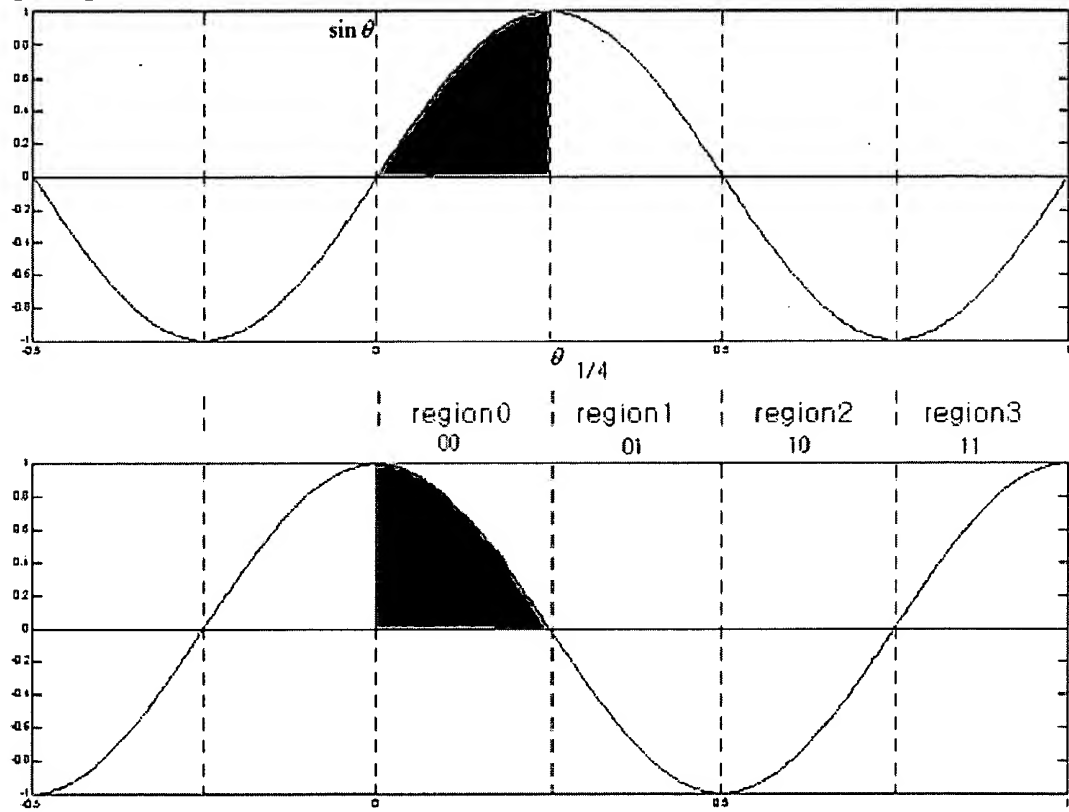
【图 7】



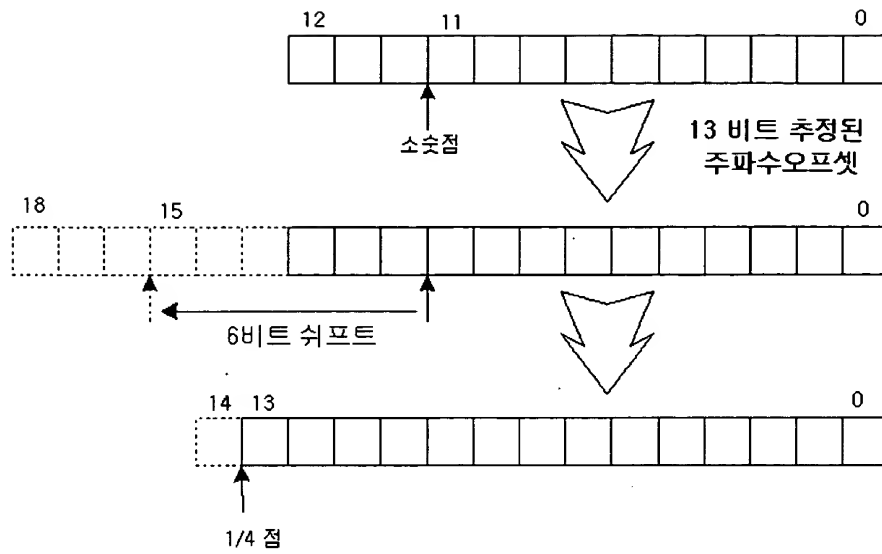
【도 8】



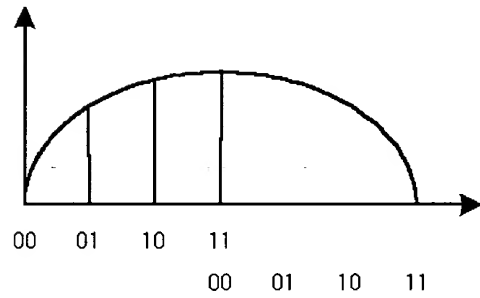
【도 9】



【도 10】



【도 11】





1020010006196

출력 일자: 2001/7/5

【서류명】	서지사항 보정서
【수신처】	특허청장
【제출일자】	2001.02.28
【제출인】	
【성명】	조용수
【출원인코드】	4-1999-055411-7
【사건과의 관계】	출원인
【대리인】	
【성명】	조현석
【대리인코드】	9-1998-000547-9
【포괄위임등록번호】	1999-061810-8
【대리인】	
【성명】	김항래
【대리인코드】	9-1999-000315-2
【포괄위임등록번호】	2001-006654-0
【사건의 표시】	
【출원번호】	10-2001-0006196
【출원일자】	2001.02.08
【심사청구일자】	2001.02.08
【발명의 명칭】	직교주파수분할다중방식에서의 주파수 오프셋 동기화 장치 및 방법
【제출원인】	
【발송번호】	1-5-2001-0010865-65
【발송일자】	2001.02.14
【보정할 서류】	특허출원서
【보정할 사항】	
【보정대상 항목】	대리인
【보정방법】	정정
【보정내용】	
【대리인】	
【성명】	조현석
【대리인코드】	9-1998-000547-9
【포괄위임등록번호】	1999-061810-8



TC20010006196

출력 일자: 2001/7/5

【대리인】

【성명】 김항래
【대리인코드】 9-1999-000315-2
【포괄위임등록번호】 2001-006654-0

【취지】 특허법시행규칙 제13조의 규정에 의하여 위와 같이 제출합니다. 대리인
조현석 (인) 대리인
김항래 (인)

【수수료】

【보정료】 11,000 원

【기타 수수료】 0 원

【합계】 11,000 원

【첨부서류】 1. 보정내용을 증명하는 서류_1통[대리인 김항래의 포괄위임등록번호 통지서]